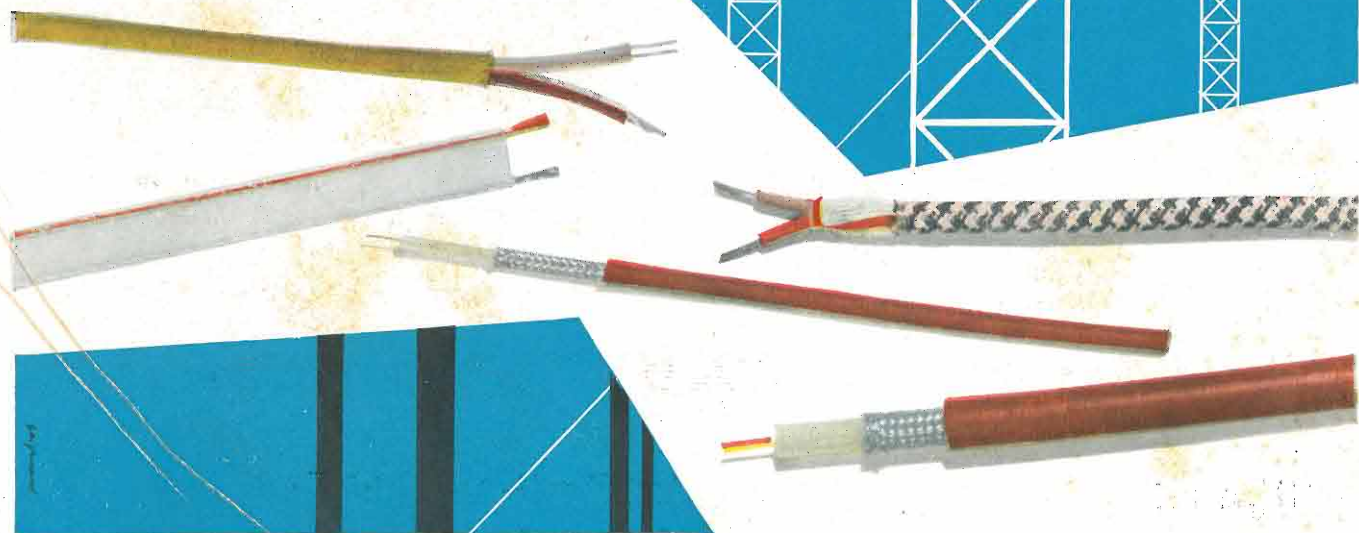
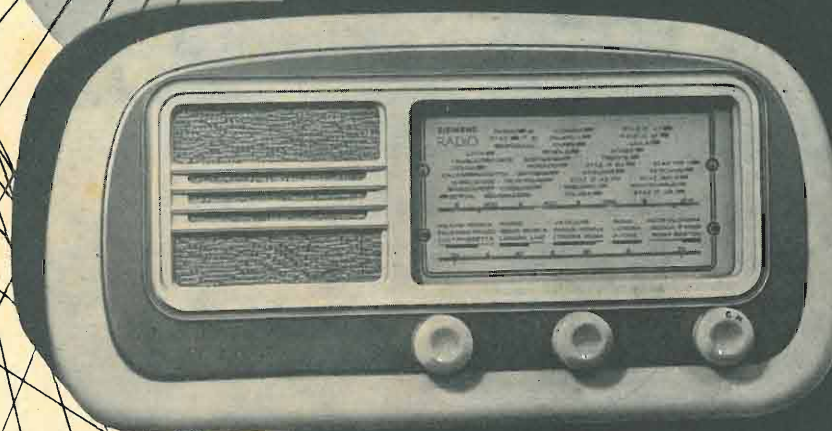
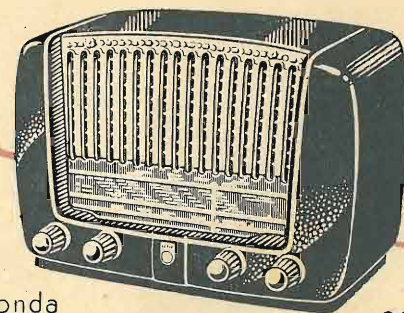
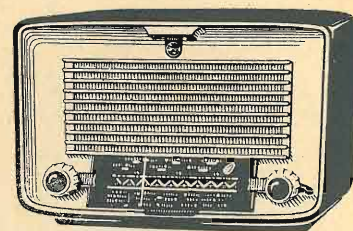
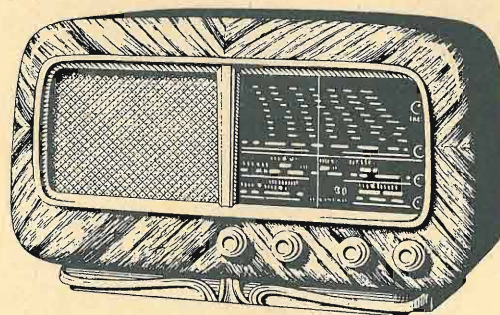
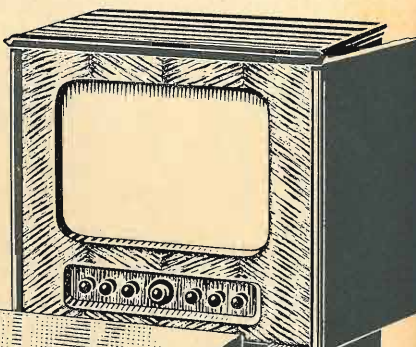
TV
l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
Anno XXIV - Dicembre 1952
NUMERO
12
LIRE 250

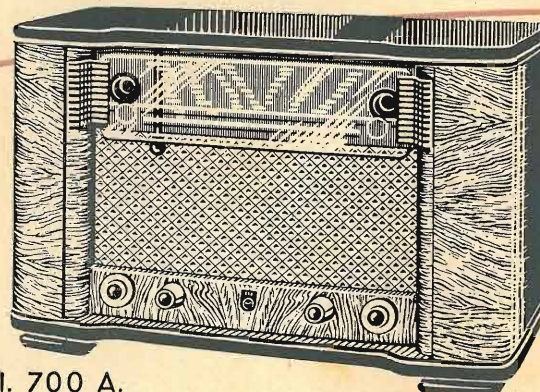
Cavi per radio e televisione in
Thermhevea,
Biplasto
e Politene
Trasmissioni
e ricezioni
perfette
PIRELLI
Fondata nel 1872
SP
ASCOLTATE
LA
RADIO CON
RADIO
SIEMENS
MILANO
IL RICEVITORE DI QUALITA'

Cavalcata 1952-53

BI. 310 A.
5 valvole - 3 gamme d'onda

BI. 210 A.
5 valvole - 2 gamme d'onda

23 pollici, sistema a proiezione
33 valvole - tutti i canali italiani

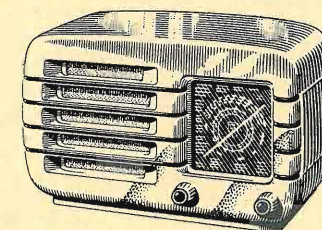
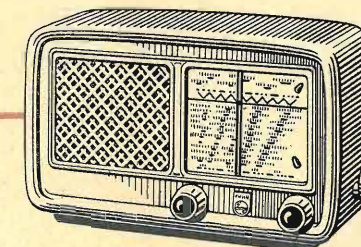
TI. 1714 A.

Televisori

BI. 510 A.
5 valvole - occhio magico - 3 gamme d'onda

BI. 410 A.
5 valvole - 3 gamme d'onda

TI. 1410 U.
14 pollici - 23 valvole -
tutti i canali italiani

BI. 700 A.
14 valvole - occhio magico - 6 gamme d'onda - F. M.

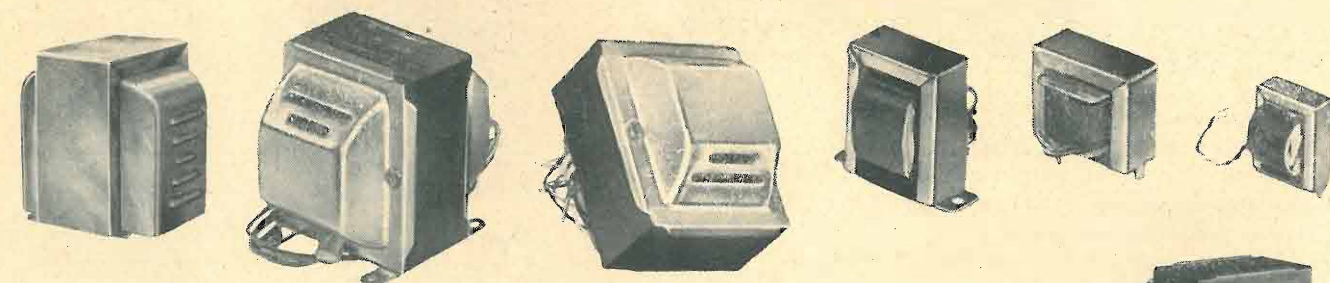
BI. 192 A.
4 valvole - onde medie

LI. 422 AB.
Per corrente rete e batteria -
5 valvole - 3 gamme d'onda

BI. 191 U.
4 valvole - onde medie

BI. 201 U.
5 valvole - 2 gamme d'onda

DI. 700 A.
Radiofonografo 14 valvole - occhio magico
6 gamme d'onda - F. M. - cambiadischi a 3
velocità

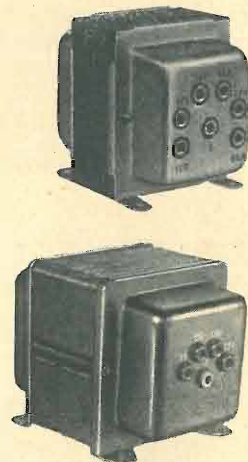
Radiofonografo da tavolo - 5 valvole -
2 gamme d'onda - giradischi a due velocità

HI. 424 A.

TRASFORMATORI - AUTOTRASFORMATORI
MONOFASI - TRIFASI

Per Radio

di alimentazione per tutti i tipi e potenze.
Per valvole Rimlock.
Per valvole Miniatura.
Per Amplificatori.
Per Televisione.
Per Altoparlanti.
Tipi speciali ecc.

Per l'Industria

Autotrasformatori per Frigoriferi.
Autotrasformatori per lavatrici.
Per macchine calcolatrici e scriventi.
Per lucidatrici.
Per motori.
Per usi diversi.

s.r.l. GHISIMBERTI - MILANO - Via Menabrea 7 - Sel. 60.63.02

in radio e un nome

televisione solo......

Soc. p. Az. J. GELOSO - MILANO - Viale Brenta, 29

Televisore mod. 1001 TV

- Completa copertura dei 5 canali fissati per l'Italia;
- sistema sonoro a modulazione di frequenza del tipo "intercarrier";
- alta brillantezza d'immagine e controllo automatico di sensibilità ad impulsi;
- circuiti di sincronismo perfezionati;
- 4,75 MHz di larghezza di banda del canale video per il pieno sfruttamento del dettaglio consentito dallo standard 625 linee;
- ricevitore completamente asincrono, cioè indipendente dalla frequenza di rete;
- tutte le parti e il cinescopio fissati ad un unico telaio di solidissima costruzione;
- facile accessibilità di tutte le parti;
- 21 valvole più il tubo catodico da 17" pollici, rettangolare - Immagine di cm. 27x36.

Suono e visione perfetti col G 1001 TV, il televisore sicuro

Depositi a:
TORINO
GENOVA
BOLOGNA
FIRENZE
ROMA
NAPOLI
BARI
CAGLIARI

PILE CARBONIO

Soc. per Az.

Batterie per alimentazione apparecchi radio a corrente continua, per telefoni, per orologi, per apparecchi di misura e per ogni altro uso.

Ufficio vendite di Milano

Via Rasori 20
Telef. 40.614

SISTEMI ACUSTICI DIREZIONALI

DI PRODUZIONE

PER LA SONORIZZAZIONE DI GRANDI AMBIENTI AD ALTA RIVERBERAZIONE (CHIESE, TEATRI, STADI, SALE, RITROVI DI OGNI GENERE, ECC.)

È noto che i comuni altoparlanti o trombe non sempre rispondono completamente alle esigenze acustiche a cui sono destinati. I **"Sistemi acustici direzionali"** *di produzione* **LESA,** *risolvono invece in modo integrale il problema della perfetta sonorizzazione.*

LA **LESA** COSTRUISCE AMPLIFICATORI NORMALI, SPECIALI E CENTRALIZZATI, MICROFONI, ALTOPARLANTI, TROMBE E QUANTO ALTRO OCCORRE PER LA REALIZZAZIONE DI QUALUNQUE COMPLETO ED AGGIORNATO IMPIANTO DI SONORIZZAZIONE

Chiedete prospetti ed informazioni:

LESA S.p.A. - Via Bergamo 21 - Telef. 54.342-43 **MILANO**

F. Galbiati

RADIO • TELEVISIONE • ELETTRODOMESTICA

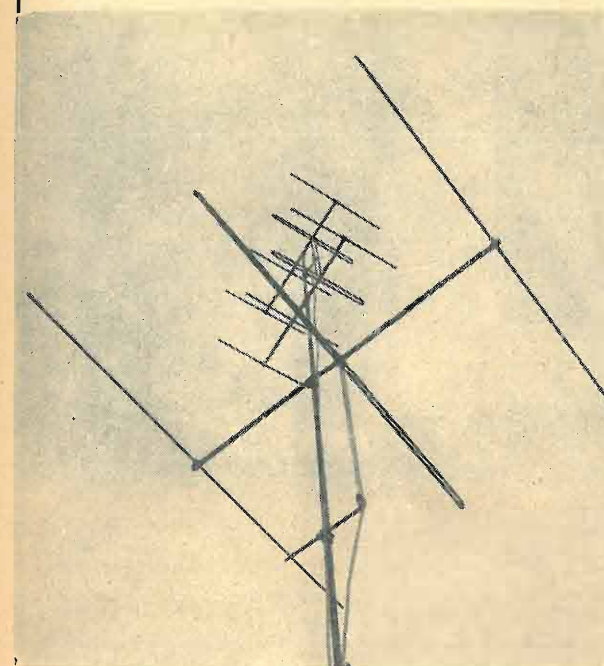
- TUTTA LA GAMMA DI PARTI STACCATE
- TUTTI I TIPI DI VALVOLE
- GRANDIOSO ASSORTIMENTO MOBILI RADIO (ANCHE PER IL TIPO 503 GELOSO)
- SCATOLE DI MONTAGGIO - ACCESSORI
- MINUTERIA - COMPLESSI FONOGRAFICI

IL MAGAZZINO PIÙ FORNITO

INTERPELLATECI - I PREZZI MIGLIORI

MILANO - Via Lazzaretto, 17 - Telefono 64.147

ANTENNE PER TELEVISIONE

ed F.M.

Accessori d'installazione - impianti palificazioni - sopraluoghi.

Tutte le nostre antenne sono fornite con trasformatore d'impedenza per l'esatto adattamento al televisore.

RICHIEDETECI CATALOGO E LISTINI

FORNITURE INDUSTRIALI
MECCANICHE - ELETTRICHE - RADIO
TORTONA
VIA PASSALACQUA, 14 - TEL. 3.64

GENERATORE EM 104 (TIPO RC)

- CAMPO DI FREQUENZA: da 10 Hz a 100.000 Hz in 4 portate
- PRECISIONE: ± 2%
- DISTORSIONE: inferiore all'1% in tutto il campo di frequenza
- IMPEDENZA DI USCITA: 600 Ω simmetrica - 5000 Ω disimmetrica
- TENSIONE DI USCITA: 10 Volt su 600 Ω 20 Volt su 5000 Ω

UNA S.r.l. **APPARECCHI RADIOELETTRICI**
MILANO
VIA COLA DI RIENZO 53A - TEL. 474060.474105 - c.c. 395672 -

FONOPRESS

IMPORTATORI DIRETTI
DI TUTTA LA GAMMA DI

CINESCOPI "TUNG-SOL"
PER TELEVISIONE

FONOPRESS

MILANO - Via S. Martino, 7 - Telef. 33.788
TORINO - Via Mazzini, 31 - Telef. 82.366
ROMA - Via S. Eufemia, 19 - Telef. 43.063

Nastri Magnetici "SCOTCH" Sound Recording Tape

Minnesota Mining & MFG. Co. S. PAUL - Minn.

SCOTCH
BRAND
SOUND RECORDING TAPE

Lo "SCOTCH" nastro magnetico per riproduzioni sonore possiede **anche** queste caratteristiche costruttive

- UNIFORMITÀ DI TUTTE LE BOBINE - Il controllo della superfice magnetica assicura un costante rendimento.
- NASTRO SOTTILISSIMO - Resistente alla temperatura ed alle variazioni di umidità.
- NON SI ARRICCIA NON SI ARCUA - Il nastro rimane piano contro la testina magnetica insensibile alle variazioni atmosferiche.
- UNIFORMITÀ DELLA SUPERFICE MAGNETICA - Nessuna "caduta" nella registrazione dovuta a irregolarità.
- MAGGIOR DURATA - Uno speciale processo lubrificante riduce l'attrito.
- MAGGIORE SELETTIVITÀ - Maggior rendimento del vostro apparecchio.

IMPORTANTE: Vi sono molte marche di nastri magnetici. Insistete sullo "SCOTCH" il nastro *lubrificato* che garantisce la massima fedeltà, chiarezza di riproduzione ed assenza di distorsioni. Il più usato nel mondo.

in vendita presso i migliori rivenditori

Distributori esclusivi per l'Italia: ***VAGNONE & BOERI*** - VIA BOGINO, 9/11 - TORINO

SOCIETÀ "R. C." RESISTENZE CONDENSATORI AFFINI

MILANO - VIA F. CAVALLOTTI, 15 - TELEFONO 79.34.88

Una organizzazione perfetta per la distribuzione di prodotti di classe!

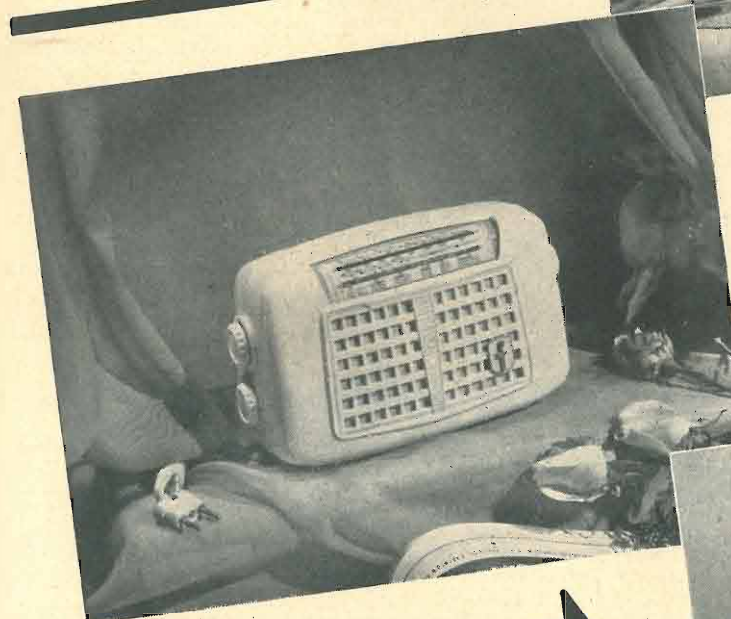
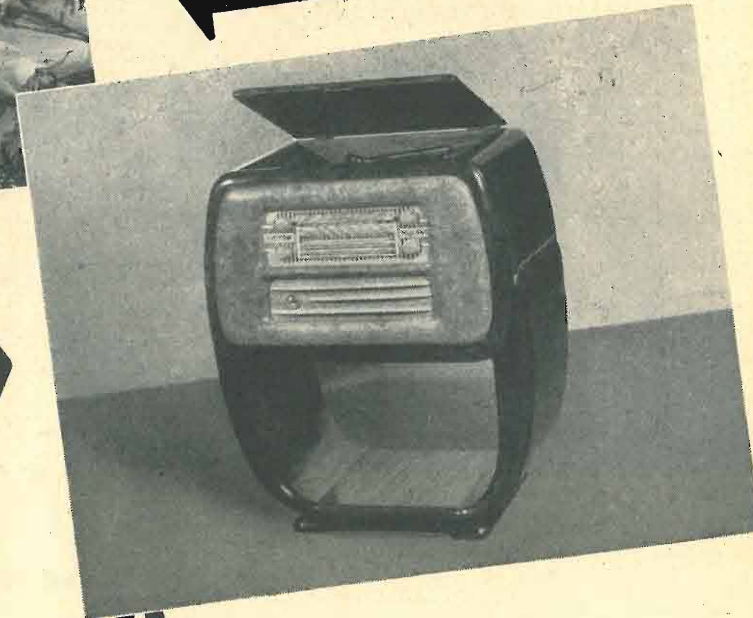
"C. R. E. A. S." CONDENSATORI
a mica - a carta - elettrolitici - telefonici - per televisione - per magneti - per rifasamento - serie normale - serie miniature.

"VIDEON" Parti staccate per TELEVISIONE
blocco A.F. - serie M.F. - trasformatore A.T. (ferroxcube) - blocco di deviaz. - bobina di concentr. - trasformatore di deviaz. verticale - Blocking vert. - trasform. Boouster.

"PHILIPS" PARTI STACCATE
Condensatori ceramici - valvole Rimlock - "Miniwatt" - serie "E" - serie "U" - serie batteria "D" - serie Rossa - per ricambi - per F.M. - per T.V. - Tubi per T.V.

Mod. 561 RGL - Supereterodina a 6 valvole - 5 gamme d'onda, 2 medie, 3 corte - Grande scala - Mobile in radica extra lusso - Occhio elettrico di sintonia - Potenza d'uscita 5,8 Watt con 10% di distorsione - Potenza media 3 Watt con 1,8% di distorsione - Ingombro: 90x85x57 - Complesso fonografico a 3 velocità LESA.

Mod. 352 - Supereterodina 5 valvole - 3 gamme d'onda, 1 media, 2 corte (Banda 25-M, Banda 50-M) - Mobile in Mellamina in colori diversi - Potenza di uscita 1,7 W. - Dati di ingombro: 29x18x11.

Mod. 560 - Supereterodina a 6 valvole - Cinque gamme d'onda, 2 medie e 3 corte - Grande scala a specchio - Mobile in radica tipo lusso - Occhio elettrico di sintonia - Potenza di uscita 3,5 Watt indistorti - Ingombro: 60x34x23.

Mod. 560 RGL - Supereterodina a 6 valvole - Cinque gamme d'onda, 2 medie e 3 corte - 2 altoparlanti - Grande scala a specchio - Mobile in radica tipo extra lusso - Occhio elettrico di sintonia - Potenza di uscita 5,8 Watt con 10% di distorsione - Potenza media 3 Watt con 1,8% di distorsione - Ingombro: 80x75x40 - Complesso fonografico a 3 velocità LESA.

VICTOR

RADIO E TELEVISIONE

PRODUZIONE 1953

erre erre s. r. l.
VIA COLA DI RIENZO, 9
MILANO - TELEF. 470.197 - Uff.
474.625 - Lab.

l'antenna

12

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

DICEMBRE 1952

SUPPLEMENTO MENSILE DE L'ANTENNA

XXIV ANNO DI PUBBLICAZIONE

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari:
VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » e il supplemento « **televisione** » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 250**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500 più 50** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Nella sezione *l'antenna*

Nella sezione *televisione*

Nella foto — la vista di uno dei reparti dello stabimento ELETTROCOSTRUZIONI CHINAGLIA di Belluno, dove si costruisce fra l'altro, il nuovo « Microtester mod. AN-20 » il piccolo, perfetto, economico analizzatore.

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Nuove valvole e nuovi circuiti per OUC

di ARTURO RECLA

Con l'avvento delle trasmissioni a MF e TV si rende necessaria una ripresa negli studi, specialmente riguardanti la parte nuova dei ricevitori.

In questo recente progredire della tecnica radio, che segue anche da noi, col ritardo di qualche anno, l'analogo sviluppo che in America è già al suo culmine, i radiotecnici sono chiamati ad un nuovo compito; quello di creare quel tipo, che potremo chiamare nazionale, di complesso ricevitore TV o MF. Ciò analogamente a quanto avvenne nel campo radiofonico, per cui un ricevitore italiano è costruito differentemente da uno americano, tedesco, inglese o francese, ecc., perchè basato su una tecnica costruttiva di carattere a sè, che possiamo definire nazionale.

Prima di arrivare a questo, è però necessario un certo periodo di preparazione ed orientamento dei tecnici progettisti. E' questo il periodo durante il quale le nozioni vanno aggiornate e confrontate in rapporto a quanto fecero gli altri nel frattempo.

Gli sviluppi della tecnica americana nel campo delle O.U.C. per scopi MF e TV, sono ben noti.

Meno invece, nonostante la vicinanza e forse perchè più recenti, quelli della tecnica europea e particolarmente tedesca. Per questo crediamo di far cosa utile ai nostri lettori mettendoli al corrente di qualche particolare, riguardante i circuiti di AF, studiato e realizzato nel vicino Paese.

Prima di iniziare la rassegna, crediamo opportuno un richiamo di qualche nozione riguardante i fenomeni particolari che intervengono nei circuiti ad O.U.C., tenendo presente che gli attuali studi riguardanti i ricevitori TV o MF, tendono a:

1) migliorare il rapporto segnale disturbo, per poter conseguire una maggior amplificazione;

2) migliorare la costanza di frequenza dell'oscillatore in modo da garantire una miglior stabilità di frequenza specie nei ricevitori a MF e nei televisori convenzionali, non « intercarrier »;

3) ridurre al minimo le irradiazioni dell'oscillatore attraverso l'aereo ricevente.

E' da notare che nel raggiungimento di questi scopi, chi gioca il più importante ruolo sono le valvole.

CAUSE CHE LIMITANO LA SENSIBILITA'

Le reattanze parassite nelle valvole

Molto è stato scritto e studiato sul rumore di fondo dei normali ricevitori; si sa che esso è generato per cause inerenti al movimento disordinato degli elettroni nelle valvole e all'agitazione termica nei circuiti. Per quanto un ricevitore sia ben costruito, esiste un limite di sensibilità, che non può essere sorpassato, perchè limitato dal rumore di fondo.

Nel campo delle O.U.C. alle cause già note che riducono la sensibilità, in relazione al rumore di fondo, ne vanno aggiunte altre: le reattanze parassite delle connessioni nelle valvole, ed il limitato tempo di transito degli elettroni fra gli elettrodi.

Fig. 1. - Le induttanze parassite delle valvole dovute ai conduttori *a*). La reattanza di L_k e di C_g determinano la resistenza di smorzamento d'entrata *b*).

E' già noto, e del resto intuibile, che sulle frequenze molto elevate le induttanze delle connessioni che portano agli elettrodi e le capacità fra questi, possono anche dar luogo a fenomeni di risonanza, quando le due reattanze divengono uguali (vedi fig. 1); in questo caso è logico che il carico della valvola sia puramente ohmico; però è interessante notare che, sempre sulle frequenze elevatissime, la valvola, quando è posta in parallelo ad un circuito oscillatorio, si comporta sempre come una resistenza ohmica. Questa, che alle frequenze usuali non viene normalmente presa in considerazione, perchè di valore elevato, sulle frequenze molto elevate (risultando essa, come si vedrà, inversamente proporzionale al quadrato della frequenza) può assumere un valore predominante, come si vedrà dalle seguenti considerazioni.

Premesso che normalmente le frequenze in gioco portano le reattanze delle connessioni a funzionare ad un valore inferiore alla risonanza, la tensione ai capi di L_k è minore di quella ai capi di C_g. Supposta la valvola con il circuito anodico chiuso in c.c., la tensione di griglia provoca una corrente anodica, che percorrendo la L_k, fa nascere ai suoi capi una tensione:

$$E_L = g_m \omega L_k E_g$$

in cui g_m è la mutua conduttanza della valvola.

Detta tensione, risultando applicata al circuito d'ingresso attraverso C_g, vi produce una corrente:

$$i_g = \frac{g_m \omega L_k E_g}{1/\omega C_g}$$

Questa risulta in fase con E_g, come si può rilevare data la presenza delle due reattanze di segno contrario.

Il rapporto fra la tensione E_g e la corrente i_g, dà perciò una resistenza pura, ossia:

$$R_i = \frac{1}{g_m \omega^2 L_k C_g}$$

Un calcolo della resistenza d'ingresso applicato per es. alla valvola ECH42, dà il seguente risultato:

premesso che $L_k = 0{,}02\ \mu H = 2 \times 10^{-7}$ H,

Fig. 2. - Irregolarità nell'andamento della corrente anodica dovuta al limitato tempo di transito degli elettroni partiti dal catodo quando la tensione anodica ha già invertito polarità. Il tempo di transito è funzione della frequenza applicata e della distanza interelettrodica.

che C_k = 3,8 pF e che la mutua conduttanza g_m = 2,5 × 10^{-3}, applicando la formula, si ottiene per f = 100 MHz:

$$R_i = \frac{1}{g_m \times \omega^2 \times L_k \times C_g} = \frac{1}{2{,}5 \times 10^{-3} \times 4\pi^2 \times 100^2 \times 10^{12} \times 2 \times 10^{-7} \times 3{,}8 \times 10^{-12}} = 1300 \text{ ohm circa}$$

valore piuttosto basso se si considera che esso viene a trovarsi in parallelo al circuito d'ingresso.

Detto valore, calcolato alla frequenza di 10 MHz diviene 130.000 ohm, perciò normalmente non viene tenuto in considerazione e tanto meno alle frequenze più basse.

Anche per le altre valvole in miniatura, il valore della resistenza d'entrata o di smorzamento, si aggira su un migliaio di ohm.

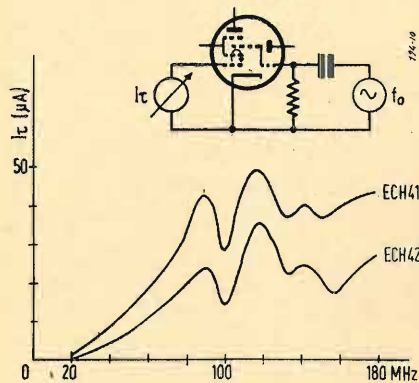



Fig. 3. - Come si può rilevare con uno strumento il fenomeno dovuto al tempo di transito in uno stadio convertitore tipo « moltiplicativo ».

IL TEMPO DI TRANSITO DEGLI ELETTRONI

Un altro fenomeno contribuisce ad introdurre uno smorzamento nei circuiti oscillatori in O.U.C. ed è dovuto al limitato tempo di transito negli spazi interelettrodici. Una semplice spiegazione può esser fatta considerando l'andamento della corrente anodica nelle diverse frazioni di periodo della tensione AF applicata ad un diodo (fig. 2).

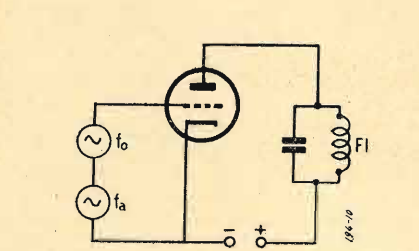



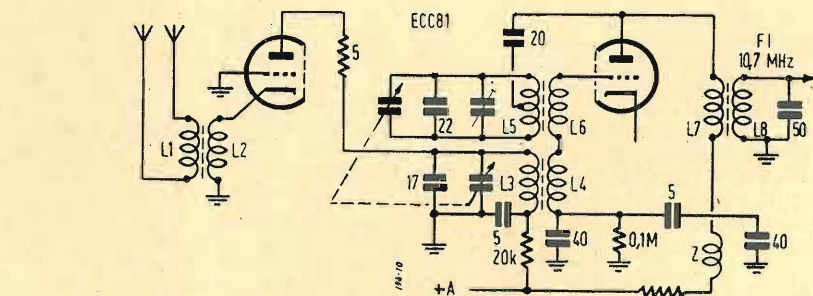
Fig. 4. - La conversione con il metodo additivo consiste nel porre in serie le due tensioni a frequenza oscillatore e aereo.

Detta tensione, durante il primo mezzo periodo, rende positiva la placca. Gli elettroni che partono in corrispondenza dell'istante zero, raggiungono la placca; così pure, come indicato nella figura, anche quelli che partono in tempi successivi, ad es. fino a 90°, fanno in tempo a raggiungere la placca; quelli invece partiti in corrispondenza all'angolo di, per es., 120°, durante il tragitto, si trovano ad essere privati dell'attrazione da parte della placca, poichè nel frattempo questa è divenuta negativa. Gli elettroni perciò vengono respinti verso il catodo, ciò che dà luogo ad una inversione nella corrente anodica.

L'effetto ora considerato avviene anche nei triodi e nei pentodi dove è la griglia che esercita l'azione della repulsione sugli elettrodi.

Una prima conseguenza del fenomeno è che si manifesta una perdita d'energia nella griglia ciò che è rappresentabile con una resistenza equivalente posta fra griglia e catodo; anche in questo caso il suo valore risulta, come si vedrà dalla prossima formula, inversamente proporzionale alla frequenza.

Particolarmente dannoso è il fenomeno nella conversione di frequenza quando si usino triodi-pentodi o valvole pentagriglia, impiegati nei circuiti convertitori nel modo convenzionale. Ne interviene una notevole diminuzione nella pendenza di conversione per il fatto che gli elettroni di ritorno dallo spazio sovrastante alla griglia di controllo (fig. 3) respinti dall'elettrodo cui è applicata la tensione dell'oscillatore, vanno a battere sulla griglia di controllo stessa, dando luogo ad una corrente di griglia e perciò ad una perdita di segnale. Per eliminare la corrente di griglia si renderebbe necessario polarizzare negativamente la griglia di alcuni volt (7-8) e di qui una perdita nel rendimento di conversione. Notare come nel diagramma di fig. 3 la corrente di griglia incominci a circa 20 MHz, per le ragioni dette nel capitolo precedente; aumenti abbastanza con continuità fin verso i 90 MHz; qui interviene il fenomeno relativo al tempo di transito che si manifesta con dei minimi e dei massimi, (a seconda che gli elettroni sono ritardati o accelerati), attorno al valore medio, fenomeno che si estende per una vasta gamma di frequenza oltre i 90 MHz.

La perdita di potenza che interviene sulla griglia controllo per effetto del fenomeno esaminato è rappresentabile da una resistenza equivalente (resistenza equivalente al tempo di transito), posta in parallelo al circuito, del seguente valore:

$$\frac{K\, g_m\, f^2\, \tau^2}{1}$$

in cui g_m è la solita conduttanza mutua della valvola, f la frequenza, τ il tempo impiegato dall'elettrone nel transito, mentre K è una costante dipendente dalle tensioni applicate agli elettrodi e dalla loro distanza reciproca.

Da notare come la resistenza risulti inversamente proporzionale al quadrato di τ e perciò alle dimensioni geometriche della valvola. Di qui la necessità di una miniaturizzazione della stessa.

La conversione di frequenza con metodo additivo

L'inconveniente visto limita notevolmente la pendenza di conversione nel sistema convenzionale della valvola triodo-pentodo o pentagriglia, con il risultato di diminuire pure il rapporto segnale-disturbo.

Sono stati perciò studiati dei circuiti con conversione « additiva » in cui cioè la frequenza dell'oscillatore f_o si trova ad essere in serie, ossia sommata con quella del segnale in arrivo (fig. 4).

Detto sistema, che data già dai primordi della supereterodina, sostituisce per i suoi pregi quello convenzionale con accoppiamento elettronico, che in contrapposto prende il nome di « moltiplicativo ».

I pregi del convertitore additivo rispetto a quello moltiplicativo, sono: pendenza di conversione doppia, rumore di fondo circa 5 volte inferiore, tensione oscillatoria necessaria molto minore (4 volt invece di 9).

NUOVE VALVOLE EUROPEE

E' noto come in America per l'amplificazione AF in O.U.C. vengano usati prevalentemente pentodi tipo miniatura e per la conversione triodi miniatura.

In Europa furono creati i pentodi tipo EF80, EF85 ed il triodo doppio ECC81 e recentemente quello semplice EC92. Fra le valvole doppie recenti la ECH81, un triodo-eptodo, con la sezione triodo indipendente (ossia con la griglia triodo non connessa alla griglia mescolatrice). Perciò in questa valvola la sezione triodo può funzionare indipendentemente con il metodo additivo, mentre la sezione pentodo da amplificatore AF o FI (frequenza intermedia). Naturalmente connettendo le due griglie può funzionare nel modo convenzionale.

La ECH81 è in esecuzione Noval, come le altre valvole menzionate, salvo la EC92.

QUALCHE SCHEMA TIPICO DEI RICEVITORI TEDESCHI

Un convertitore con sistema additivo è rappresentato in fig. 5 ed è impiegato dalla casa Graetz.

Notare la griglia a massa che agisce da schermo sia per evitare reazioni dal circuito anodico a quello del dipolo, sia per attenuare le irradiazioni dell'oscillatore.

L'oscillatore è un normale Meissner con presa sull'avvolgimento di griglia.

Fig. 5. - Doppio triodo ECC81 all'ingresso (Graetz « 160 W »).

In un altro circuito simile (fig. 6) l'amplificazione AF e la conversione sono affidate a due triodi separati (EC92) che pur possedendo ognuno caratteristiche uguali alla ECC81, danno maggior possibilità di separazione dei due stadi sia per effetto di trascinamento che di irradiazione.

Nei triodi è più facile raggiungere delle piccole dimensioni interelettrodi che rispetto ai pentodi, con tutti i vantaggi inerenti specie al tempo di transito; ecco perchè nella conversione si usano prevalentemente triodi, mentre per l'amplificazione AF si possono impiegare anche pentodi. In fig. 7 un esempio di stadio AF con pentodo EF80 seguito da un triodo EC92. Notare l'entrata a trasformatore presintonizzato su metà gamma, il circuito accordato di placca ed il sistema dell'oscillatore posto nel circuito anodico con griglia « fredda ».

Fig. 9. - Circuito d'ingresso con ECH81 come AF e come convertitrice (Telefunken « Dacapo »).

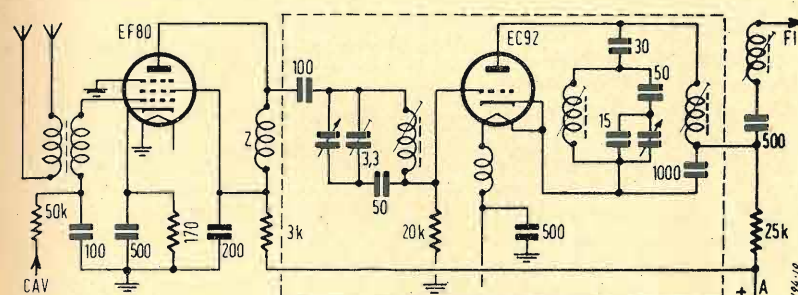



Fig. 6. - Due EC92 come AF e come convertitrice (Lovenz « Hohenzollern »).

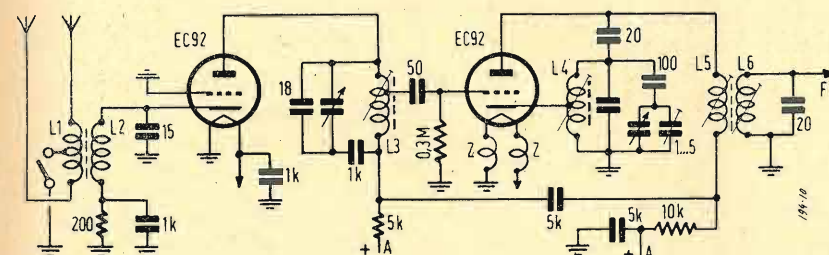



Fig. 7. - Stadio d'ingresso con EF80 seguito dallo stadio convertitore con EC92 (Siemens « Qualitätssuper 53 »).

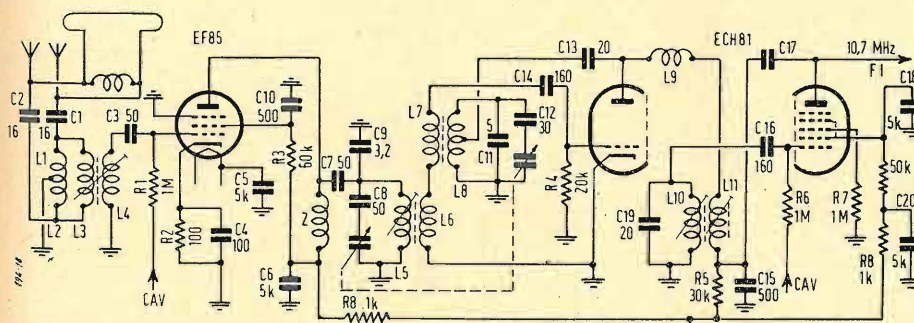



Fig. 8. - Gruppo AF con EF85, ECH81, conversione additiva (Norde Mende «300-9» e «400-10»).

Una soluzione originale Philips è adottata dalla Nord-Mende che permette di risparmiare una valvola, è rappresentata in fig. 8. Trattasi di un pentodo (EF85) seguito da una ECH81 di cui viene utilizzato il triodo come convertitore additivo, seguito da un trasformatore a FI che viene ad essere applicato alla griglia controllo della parte pentodo della stessa ECH81, la quale funziona da amplificatrice a FI. Detto schema ha il vantaggio di separare l'oscillatore dallo stadio d'aereo.

Altra soluzione che permette pure di risparmiare una valvola è visibile in fig. 9. Trattasi di un ricevitore Telefunken che impiega la ECH81 quale amplificatrice AF (sezione pentodo); nel circuito anodico il circuito accordato è accoppiato con sistema additivo all'oscillatore posto nella sezione triodo. I due circuiti sono accordati con sistema a permeabilità variabile, a mezzo di adatto variometro. Infine in fig. 10, lo schema del gruppo AF per TV della Philips.

Nei precedenti schemi si rileva la cura posta dai costruttori per evitare che l'aereo possa irradiare sia la fondamentale che le armoniche dell'oscillatore; se si tratta di un ricevitore a MF la fondamentale varia fra 98 e 111 MHz e la seconda armonica nella gamma da 196 a 222 MHz; questa può perciò disturbare il IV, V, VI canale TV. L'irradiazione avviene principalmente attraverso l'aereo, ma può avvenire anche a mezzo della rete d'alimentazione.

In Germania dove il numero dei ricevitori a modulazione di frequenza è elevatissimo e dove tutti i ricevitori (esclusi quelli portabili) vengono ora costruiti con la gamma O.U.C., varie commissioni facenti capo al Ministero delle Comunicazioni (Bundminister) emanarono delle norme riguardanti l'irradiazione dai ricevitori FM e TV.

Il decreto dice che l'irradiazione verrà misurata a mezzo di misuratore di campo collegato a dipolo per polarizzazione orizzontale, posto a 3 metri dal suolo e ad una distanza corrispondente a 9 λ ossia a 30 metri. Il campo irradiato e misurato in questa maniera non deve superare: 1 MV/m per la frequenza fondamentale (98-111 MHz) e 150 μV/m per l'armonica. Per questa, dopo il 10 luglio 1953, il limite sarà portato a 30 μV/m.

Anche in America sono state emanate in proposito analoghe norme.

Non sappiamo se anche da noi vi siano in preparazione delle simili norme; però crediamo che in Italia il problema sia meno importante perchè di ricevitori a MF ce ne sono pochi, mentre i ricevitori TV è difficile si possano disturbare fra di loro per il fatto che in una certa zona attorno alla trasmittente, quasi tutti i ricevitori funzionano sulla stessa frequenza.

Crediamo invece sia ben più importante la limitazione dei disturbi di ricevitori radiofonici, provenienti dal sistema deflettore di riga dei ricevitori TV.

« Nessun ricevitore senza valvola AF » è lo slogan dei costruttori tedeschi. Ne risulta notevolmente migliorata anche la sensibilità a tutto vantaggio del rapporto segnale-disturbo. Mentre nella passata stagione la sensibilità media si aggirava sui 30-50 μV, oggidì essa risulta di 5-8 μV.

Circuiti oscillatori e convertitori simmetrici, opportune messe a massa in un sol punto, eliminazione di commutazioni nelle parti « calde » dei circuiti, appropriate schermature metalliche completano gli accorgimenti per diminuire le irradiazioni.

Inoltre la robusta realizzazione dei gruppi AF, l'impiego dei condensatori ceramici

(*il testo segue a pag.* 318)

Circuito limitatore ad accoppiamento catodico

Un circuito veramente interessante, soprattutto per le applicazioni alle quali si presta è quello che si può derivare da uno stadio amplificatore costituito da un triodo montato quale trasferitore catodico seguito da un triodo con griglia a massa, l'accoppiamemnto tra i due, essendo ottenuto mediante un'impedenza catodica comune (fig. 1).

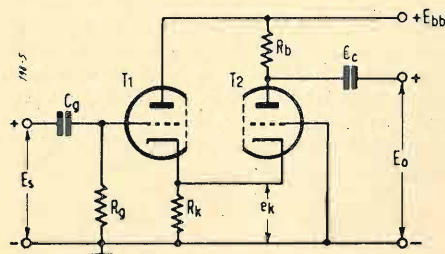



Fig. 1. - Amplificatore anodo a massa-griglia a massa, del quale viene derivato il circuito limitatore descritto oltre. I segni più o meno indicano le polarità istantanee.

Un circuito di questo tipo presenta una semplicità vorremmo dire eccezionale e consente l'impiego di un doppio triodo per l'amplificazione a RF. Il circuito equivalente è riportato in fig. 2. Senza dilungarci, data l'evidenza delle conclusioni, nel caso in cui $T_1 = T_2$ e, quindi, $r_{p1} = r_{p2}$:

$$G = \mu / [1 + (2\, r_p / R_a)]$$

In Tab. 1 sono riportati i valori di G, per diversi valori del carico anodico R_b, per triodi a media e alta amplificazione e per pentodi, nell'ipotesi che la transconduttanza sia $g_m = 5$ mA/V.

Se nel circuito di fig. 1, alle due griglie viene data una polarizzazione positiva, rispettivamente $+E_{cc1}$ e $+E_{cc2}$, si ottiene il circuito di fig. 3, il quale per deboli segnali di ingresso si comporta quale amplificatore lineare, mentre segnali di ampiezza maggiore a E_s portano alternativamente i due tubi all'interdizione, sì da produrre una tensione di uscita tosata. Perchè E_s risulti piccolo e quindi l'azione di tosatura sia notevole anche per segnali di ampiezza limitata è opportuno ricorrere a tubi che, accanto a buone caratteristiche generali, presentino un valore abbastanza piccolo della tensione di interdizione (valore assoluto). Bene si prestano gli americani 6SL7 e 6J6 o gli equivalenti europei ECC35 e ECC91.

La caratteristica $E_s - i_{b2}$ di un circuito limitatore montato secondo lo schema di fig. 3 è riportata in fig. 4. E' chiaramente visibile che l'azione di tosatura del segnale d'ingresso ha inizio solo quando quest'ultimo supera $E_{sp} + E_{sn}$ volt picco-picco.

Esaminiamo un po' più dettagliatamente il funzionamento dello stadio.

A riposo, cioè in assenza di segnale di ingresso ($E_s = 0$), nel caso che le tensioni di polarizzazione E_{cc}, e E_{cc2} siano tali da non portare nessuno dei due tubi all'interdizione e neppure da provocare corrente di griglia, le cose si stabiliscono in modo che per effetto delle correnti i_{b1} e i_{b2} si determina una caduta di tensione e_k nel resistore catodico comune, per cui valgono le relazioni:

$$e_k = (i_{b1} + i_{b2})\, R_k \quad [1]$$
$$e_{c1} = E_{cc1} - e_k \quad [2]$$
$$e_{c2} = E_{cc2} - e_k \quad [3]$$

mentre per le ipotesi fatte risulta pure:

$$e_{co1} < e_{c1} < 0 \quad [4]$$
$$e_{co2} < e_{c2} < 0 \quad [5]$$

avendo indicato con e_{co1} ed e_{co2} i potenziali di interdizione di T_1 e T_2 (valori relativi), ed avendo tutti gli altri simboli i significati segnati in fig. 3.

Naturalmente e_{c1} ed e_{c2} devono avere valori tali da determinare lo scorrere di i_{b1} e i_{b2} nei rispettivi circuiti anodici.

Durante l'alternanza positiva di un segnale di ingresso sufficientemente ampio, in corrispondenza di un certo valore che diremo E_{sp}, il potenziale di griglia di T_1 rispetto a massa assume il nuovo valore:

$$e_p = E_{cc1} + E_{sp} \quad [6]$$

(fig. 5), la corrente i_{b1} subisce un incremento e il potenziale catodico raggiunge il valore e_{kp}, per il quale sussistono le nuove relazioni:

$$e_{c1} = e_p - e_{kp} \quad [7]$$
$$e_{co2} = E_{cc2} - e_{kp} \quad [8]$$

cioè il tubo 2 entra in interdizione:

$$i_{b2} = 0 \quad \text{e} \quad e_p = E_{cc1}\, R_k \quad [9]$$

Da questo momento qualsiasi ulteriore aumento del potenziale di griglia di T_1 rispetto a massa non ha più alcun effetto sul segnale di uscita: $E_o = 0$. Finchè, per il valore $E_{sp\,max}$ del segnale di ingresso, il potenziale catodico raggiunge il valore e_k' in corrispondenza del quale si verifica la relazione:

$$0 = e_p - e_k' \quad [10]$$

cioè ha inizio lo scorrere di corrente di griglia in T_1.

Similmente durante l'alternanza negativa dello stesso segnale di ingresso, in corrispondenza di un certo valore che diremo $-E_{sn}$, il potenziale di griglia di T_1 rispetto a massa assume il nuovo valore

$$e_n = E_{cc1} + E_{sn} \quad [11]$$

la corrente i_{b1} subisce un decremento e il potenziale catodico raggiunge il valore e_{kn}, per il quale sussiste la nuova relazione:

$$e_{co1} = e_n - e_{kn} \quad [12]$$
$$e_{c2} = E_{cc2} - e_{kn} \quad [13]$$

cioè il tubo 1 entra in interdizione:

$$i_{b1} = 0 \quad \text{e} \quad e_{kn} = i_{b2}\, R_k \quad [14]$$

Da questo momento qualsiasi ulteriore diminuzione del potenziale di griglia di T_1 rispetto a massa, non ha più alcun effetto sul segnale di uscita: $E_o = i_{b2}\, R_b$.

Dal confronto delle [6] e [11] si vede che per avere tosatura simmetrica, rispetto all'origine, del segnale iniettato nel circuito di griglia di T_1, deve essere:

$$E_{cc1} = \frac{e_p + e_n}{2} \quad [15]$$

ed anche, cosa particolarmente favorevole:

$$E_{cc1} = E_{cc2}$$

Fig. 2. - Circuito equivalente di fig. 1 usato per determinare la formula del guadagno: $E_o = G$ se $E_s = 1$ volt.

Fig. 3. - Come in fig. 1 ma con polarizzazione positiva di griglia.

TAB. I - *Guadagno di amplificatori anodo a massa-griglia a massa nel caso in cui $g_m = 5\, mA/V$, per diversi valori di R_b*

tubo	μ	R_b = 100 kΩ	R = 4 kΩ	R_b = 50 Ω
triodi a medio mu	20	18,52	6,67	0,1242
triodi ad alto mu	100	71,4	9,09	0,1248
pentodi	3000	?30,8	9,97	0,1250

L'azione di limitazione inizia a potenziali griglia-massa (e_p ed e_n) i cui valori sono determinati dalla tensione di alimentazione anodica E_b e dai parametri dei tubi. Le polarizzazioni positive di griglia determinano i « livelli » di limitazione dello stadio e pertanto l'ampiezza e la forma del segnale di uscita. I loro valori positivi favoriscono la formazione di un segnale più ampio. Con una scelta opportuna di queste tensioni, la simmetria dell'azione tosante risulta indipendente dai valori relativi di R_b e R_k.

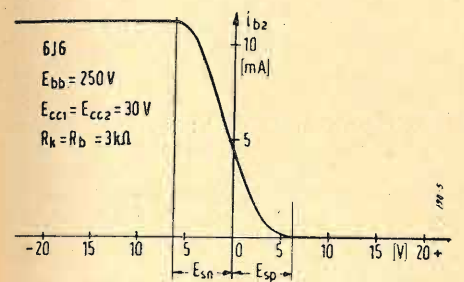
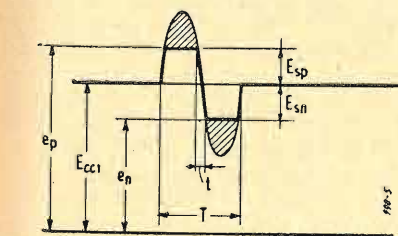



Fig. 4. - Curva caratteristica di un circuito limitatore utilizzante un tubo 6J6 montato secondo lo schema di fig. 3. E_{cc1} e E_{cc2} sono ottenuti da un partitore sulla tensione anodica.

In sede di progetto, R_b viene fissata in base alla larghezza di banda richiesta, mentre $E_{cc1} = E_{cc2}$ viene scelto in modo da consentire l'uso di un valore sufficientemente elevato di R_k. Normalmente E_{cc} risulta compreso tra 20 e 100 V.

Un fattore particolarmente importante, che può essere assunto quale indice di bontà del circuito adottato, è il « rapporto di ingresso », I_R, tra l'ampiezza massima, $E_{sp\,max}$, della semionda positiva del segnale, applicabile a T_1 senza determinare corrente di griglia nello stesso, e l'ampiezza E_{sp} per la quale ha inizio l'azione di limitazione:

$$I_R = \frac{E_{sp\,max}}{E_{sp}} = \frac{E_{sp\,max}}{e_p - E_{cc1}} \quad [16]$$

Poichè il potenziale istantaneo griglia-massa in corrispondenza di $E_{sp\,max}$:

$$e_{max} = E_{sp\,max} + E_{cc1} \quad [17]$$

è dato, con discreta approssimazione, da:

$$e_{max} = E_{bb}\, R_k / (R_k + r_p) \quad [18]$$

ne scende la convenienza ad assumere R_k piuttosto grande in modo da aumentare I_R.

Qualora sia fissata, entro limiti ragionevoli, l'ampiezza picco-picco, E_o, del segnale di uscita che si desidera ottenere, nonchè R_b e si conosca r_p, resistenza interna del tubo impiegato, è possibile scegliere R_k e E_{cc2} in modo da avere I_R massimo, ricorrendo alle:

$$R_k = [E_{bb}\, R_b r_p / E_o]^{\frac{1}{2}} - r_p \quad [19]$$

$$E_{cc2} = [E_{bb} E_o r_p / R_b]^{\frac{1}{2}} - (E_{bb}/\mu)(E_o r_p / R_b) \quad [20]$$

salvo controllare che, per nessuna condizione di funzionamento, E_{cc2} dia luogo a corrente di griglia, la presenza della quale si rivela in pratica in una asimmetria dell'onda generata (durata della semionda positiva diversa dalla durata della semionda negativa).

Trascurando le capacità interelettrodiche il valore percentuale di t rispetto T (fig. 5) può essere espresso, in funzione di I_R da:

$$100 / \pi I_R \quad [21]$$

Fig. 5

Quale esempio di utilizzazione di un circuito del genere riportiamo lo schema elettrico di un generatore di onda quadra a larga banda per prove di risposta su amplificatori video (1). Nel circuito suddetto V_1 è il preamplificatore con guadagno di circa 40 volte fino a 1 MHz. VR_1 regola la tensione del segnale all'ingresso della prima 6J6, nel circuito anodico della quale è posta L_2 destinata alla compensazione di risposta alle frequenze più alte.

Il segnale all'uscita, tosato secondo quanto esposto in precedenza, passa in altri due stadi tosatori V_3 e V_4 sovrapilotati, destinati a aumentare la ripidità dei fianchi dell'onda. Entrambi gli stadi sono compensati in parallelo per le frequenze più alte mediante bobinette a basse perdite, di induttanza pari a $L = m R_L^2 C_o$ (con L in μH se R_L, carico anodico, in kΩ e C_o, capacità del tubo e delle connessioni, in pF e $m = 0{,}25$).

L'ultima 6J6 è un trasferitore catodico e ha le due sezioni in parallelo onde avere un'alta mutua conduttanza (circa 10 mA/V) oltre che una bassa impedenza di uscita, propria dello stadio trasferitore catodico.

La risposta alle frequenze più basse è assicurata dagli accoppiamenti intervalvolari, largamente previsti. Essa si mantiene soddisfacente fin sotto i 20 Hz. Per chi volesse cimentarsi col circuito di cui sopra si raccomanda di usare condensatori di accoppiamento non induttivi. La tensione minima necessaria per ottenere una buona onda quadra, tensione fornita da un generatore RC fino a 300.000 Hz e da un generatore per RF oltre 0,3 MHz, è di circa 0,6 V efficaci. Il segnale di uscita è di circa 12 V picco-picco e si mantiene praticamente quadrato fino a 1 MHz. L'alimentazione deve essere fortemente stabilizzata.

(Trigger)

Fig. 6. - Schema elettrico di un circuito squadratore a larga banda, con le forme d'onda all'ingresso dei vari stadi (1).

(1) *Wireless World*, Dec. 1951, pag. 517, « Wide-range square wave shapers for video amplifico testing ».

BIBLIOGRAFIA

Wireless World, aug. 1948, pag. 283: « Cathode-coupled limiter ».

Proceedings of I.R.E., sept. 1948, pag. 1172: « The cathode-coupled clipper circuit ».

Wireless World, dec. 1951, pag. 517: « Wide-range square wave shaper for video amplifier testing ».

* * *

E' in preparazione presso l'Union Internationale des Télécomunications un Vocabolario internazionale delle telecomunicazioni in 8 lingue (francese, inglese, italiano, spagnolo, russo, svedese, portoghese e tedesco). Sarà pubblicato entro il 1953.

SULLE LINEE DI TRASMISSIONE PER MICROONDE

Guide d'onda

Generalità - Propagazione delle onde elettromagnetiche nelle guide d'onda - Velocità di gruppo Velocità di fase - Modi di propagazione - Potenza trasferibile e attenuazione nelle guide d'onda.

(PARTE PRIMA)

di GABRIELE CICCONI

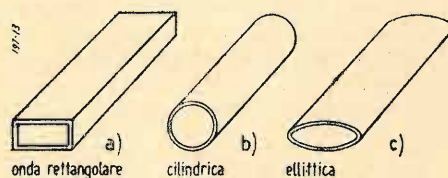
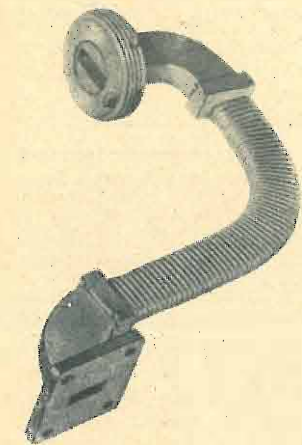



Fig. 1. - Tipi di guide d'onda.

1) GENERALITA'

Una guida d'onda è un tubo conduttore cavo che viene usato per la trasmissione di onde elettromagnetiche e può avere sezione rettangolare, circolare o ellittica (fig. 1). Attualmente le guide più usate sono quelle rettangolari dato che offrono la possibilità di un'unica polarizzazione del campo.

Per frequenze superiori ai 2500 MHz, le guide d'onda sostituiscono egregiamente le linee coassiali dato che hanno perdite sensibilmente più basse. Infatti nelle guide d'onda le perdite sono dovute principalmente alla resistenza della superficie interna della guida che essendo molto ampia dà luogo a perdite irrisorie. La superficie interna deve essere naturalmente pulita, levigata e possibilmente argentata dato che le guide reperibili in commercio sono di ottone, bronzo o rame. L'argentatura contribuisce ad un'ulteriore diminuzione delle perdite, dato che l'argento è il metallo a resistività più bassa. La superficie esterna non è a potenziale r.f. e può quindi essere messa a massa in qualunque punto dato che l'energia r.f. penetra solo sulla « pelle » della superficie interna della guida.

Le giunzioni fra i vari elementi di guide d'onda, vengono fatte con speciali flange, normalizzate secondo i vari tipi di guide esistenti in commercio, giungibili fra loro con viti.

Esistono due tipi di flange per qualsiasi tipo di guida d'onda: le flange piane e quelle cosidette a « choke » (fig. 2).

Fig. 2. - Giunzioni guide d'onda. *a)* flangia piana; *b)* flangia a choke. *S* scanalatura profonda ¼ λ che agisce come una impedenza alla r.f. che tentasse di uscire nella direzione normale all'asse della guida.

Le piegature brusche sono normalmente evitate e le torsioni sono fatte in modo da prevenire un cambiamento nel « modo » di propagazione ed evitare riflessioni (fig. 3).

Fig. 3. - a) sezione di guida con torsione a 90°; b) sezione di guida con piegatura a 120°.

Anzichè guide metalliche cave possono essere usate guide con dielettrico solido. In questo caso le perdite sono maggiori che non in una guida con dielettrico aria.

2) PROPAGAZIONE DELLE ONDE ELETTROMAGNETICHE NELLE GUIDE D'ONDA

In una linea coassiale la corrente che scorre sul conduttore interno crea un campo elettromagnetico che si propaga sulla linea.

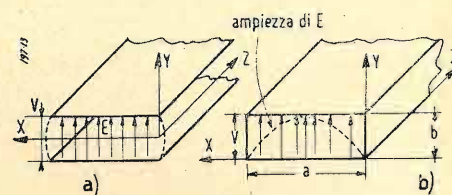



Fig. 4. - a) campo elettrico *E* fra due piani paralleli; b) campo elettrico *E* in una guida rettangolare.

In una guida d'onda in cui non c'è il conduttore interno, la configurazione dell'onda elettromagnetica è stabilita dall'eccitatore (per es. una sonda elettrostatica o una spira) cioè dalla sua posizione, forma, dimensione e dalle dimensioni della guida. Se le dimensioni della guida non sono corrette, l'onda generata dall'eccitatore non si propagherà.

La propagazione delle onde elettromagnetiche nelle guide può essere studiata ricorrendo alle equazioni di Maxwell con una procedura simile a quella usata per studiare il campo di radiazione di un'antenna. Solo che nelle guide d'onda il limite della propagazione viene determinato dalle pareti della guida. Lo scopo del presente articolo non è quello di studiare queste condizioni bensì quello di fornire una semplice spiegazione di come le onde si stabiliscono e si propagano in determinati modi nell'interno della guida ed aiutare a comprendere i calcoli che generalmente si eseguono per il dimensionamento delle guide d'onda usate per il trasferimento dell'energia elettromagnetica e come elementi di circuiti.

Si consideri un campo elettrico *E* che esiste fra due piani conduttori paralleli, dovuto ad una d.d.p. *V* applicata fra di loro. E' noto dalla teoria dell'elettromagnetismo che le linee di forza di un campo elettrico, che termina su un conduttore perfetto, sono perpendicolari alla superficie del conduttore. Il campo elettrico risultante è perciò orientato come in fig. 4a. Se *V* è una funzione sinoidale il campo elettrico sarà anch'esso una funzione sinoidale che varierà con la *V* e si formerà un'onda che si propagherà fuori dei piani in direzione *X*.

Quando un altro paio di piani conduttori viene collocato ai lati dei due piani di fig. 4a si ha una guida d'onda (fig. 4b). Si avrà allora un nuovo orientamento del campo elettrico dato che non può esistere nessuna componente tangenziale di un campo elettrico parallelo alla superficie di conduttori perfetti. Il campo elettrico quindi ai lati della guida d'onda si deve annullare. Un esempio è illustrato in fig. 4b. E' visibile la distribuzione delle linee di forza del campo elettrico per una forma d'onda sinoidale avente valore istantaneo massimo. Si nota infatti un addensamento delle linee di forza al centro della guida (nel piano *XY*).

L'esistenza di un campo elettrico nella guida che varia con il tempo sviluppa un campo magneico che, come è noto dalla teoria dell'elettromagnetismo, ha le sue linee di forza perpendicolari a quelle del campo elettrico. Si avrà così un campo tipico risultante riportatto in fig. 5.

I campi indicati in fig. 5 si possono considerare come risultanti da onde elettromagnetiche piane che si propagano su e giù a zig-zag tra le pareti della guida come illustrato in fig. 6. I campi elettrico e magnetico sono in fase fra di loro ma geometricamente ad angolo retto fra di loro e con la direzione di propagazione. Le onde che viaggiano con la velocità della luce, incontrando le pareti della guida vengono riflesse con simultanea inversione di fase e con l'angolo α di riflessione uguale a quello di incidenza. In fig. 7 è riportata una configurazione dei fronti d'onda in tale propagazione. Quando l'angolo α è tale che la distanza fra le creste positive e negative è mezza lunghezza d'onda si può vedere come si giunge al campo di fig. 5.

L'angolo α del fronte d'onda rispetto alla parete, affinchè le condizioni di propagazione siano soddisfatte è dato dalla relazione:

$$\cos \alpha = \frac{\lambda}{2a} \qquad [1]$$

dove a è la larghezza della guida (fig. 4b) e λ è la lunghezza d'onda nel vuoto (propagazione con la velocità della luce). E' evidente che quando $\lambda = 2a$ $\alpha = 0$. Ciò significa che le onde non si propagheranno ma verranno balzate su e giù fra le pareti della guida.

Dal fatto che le onde componenti viaggiano secondo direzioni oblique rispetto all'asse della guida, deriva che la velocità di propagazione dell'energia è minore della velocità della luce. Tale velocità si chiama velocità di gruppo e nel caso di fig. 7 è data dalla relazione:

$$V_g = \frac{c}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} \qquad [2]$$

dove c è la velocità della luce $= 3 \times 10^{10}$ cm/sec.

D'altra parte la lunghezza dell'onda risultante che si propaga lungo l'asse della guida, corrispondente alla velocità di gruppo V_g, e indicata nella fig. 7 con λ_g, è più grande della lunghezza d'onda λ delle componenti sebbene la frequenza sia la stessa. Ne risulta che l'onda risultante si propagherà con velocità apparente — velocità di fase — maggiore della velocità della luce. La lunghezza d'onda λ_g è data dalla relazione:

$$\lambda_g = \frac{V_g}{f} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} \qquad [3]$$

La velocità di fase V_f e la velocità di gruppo V_g sono legate dalla relazione:

$$V_g \cdot V_f = c^2 \qquad [4]$$

Cioè la velocità della luce c è media geometrica fra le velocità di gruppo V_g e di fase V_f.

Aumentando la lunghezza d'onda le componenti debbono viaggiare, affinchè si abbia propagazione di energia, quasi perpendicolarmente all'asse della guida (fig. 6b). Ciò causa una diminuzione della velocità di gruppo ed un ulteriore aumento della velocità di fase, fino a che per $\alpha = 0$ le componenti rimbalzano avanti ed indietro perpendicolarmente tra le pareti della guida senza più spostarsi lungo il tubo. In tali condizioni la velocità di gruppo V_g diviene zero e la velocità di fase V_f diviene infinita e la propagazione di energia cessa.

La frequenza che corrisponde a questo caso è detta frequenza di taglio ed è data dalla relazione:

$$f_t = \frac{c}{\lambda_t} = \frac{c}{2a} \qquad [5]$$

essendo $\lambda_t = 2a$ la lunghezza d'onda di taglio corrispondente.

Una guida d'onda si comporta quindi come un filtro passa-alto con frequenza di taglio determinata dalla larghezza della guida. Affinchè si abbia propagazione la guida deve quindi avere dimensioni dello stesso ordine dell'onda da trasmettere. Ragioni pratiche e costruttive limitano perciò l'impiego delle guide d'onda nel campo delle microonde.

Quando si tratta di frequenze molto più elevate di quella di taglio è possibile che esistano oscillazioni di ordine superiore. Con frequenza sufficientemente alta può aversi propagazione di energia lungo la guida con « modi » diversi. In fig. 8 è riportato un campo risultante dalla propagazione di un'armonica di secondo ordine. Questa corrisponde a due sistemi di onde componenti posti fianco a fianco, identici ma con polarità invertite.

Per frequenze ancora più elevate o a pari frequenza aumentando le dimensioni della guida possono esistere armoniche di propagazione di ordine più elevato.

Dallo studio dei campi che possono esistere in un tubo chiuso si deduce che se il campo elettrico ha una componente nella direzione di propagazione (asse *Z*); il

Fig. 5. - Distribuzione del campo all'interno di una guida rettangolare per il modo di propagazione fondamentale ($TE_{1,0}$)

Fig. 6. - a) frequenza maggiore di quella di taglio; b) frequenza molto prossima a quella di taglio.

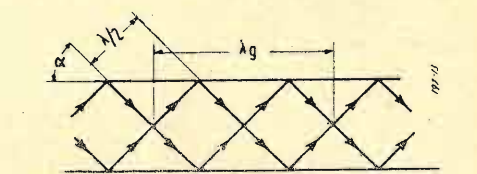



Fig. 7. - Fronti d'onda corrispondenti al caso di fig. 6.

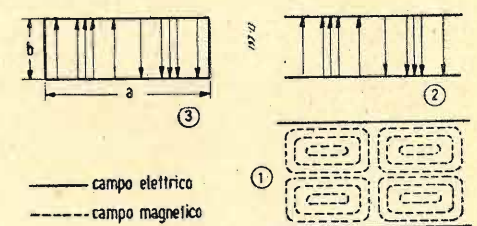



Fig. 8. - Armonica di propagazione del secondo ordine di una guida rettangolare ($TE_{2,0}$).

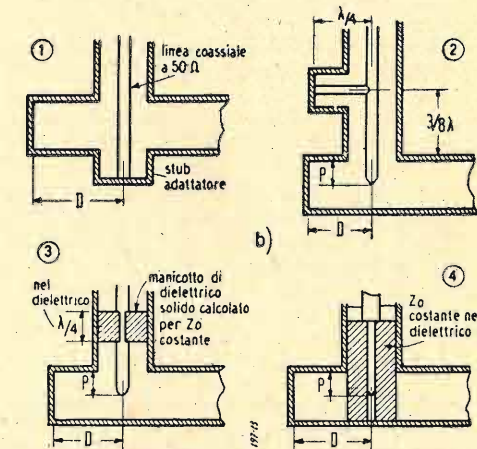
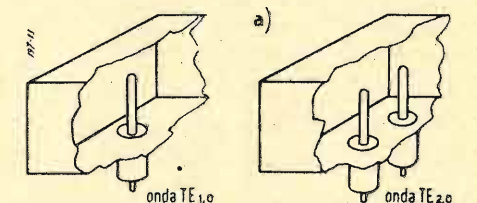
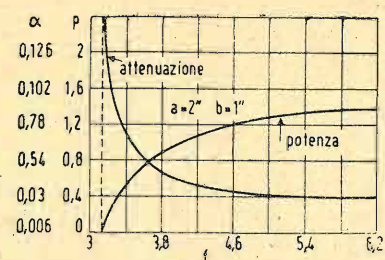



Fig. 9. - a) sistemi di eccitazione delle guide con sonda; b) transizioni da linea coassiale a guida d'onda. Le distanze *D* e *P* vanno calcolate sperimentalmente.

Fig. 10. - Attenuazione e potenza massima trasferibile in funzione della frequenza per il modo $TE_{1,0}$ per guide d'onda standard da 3" × 1½" (*A*) e da 2" × 1" (*B*). La linea tratteggiata rappresenta la linea di taglio. (α = attenuazione in dB/metro; P = potenza max trasferibile in megawatt; f = frequenza in kMHz)

campo magnetico non ne ha e viceversa. Perciò tutte le armoniche di trasmissione si possono dividere in due gruppi: quelle che hanno una componente del campo elettrico nella direzione di propagazione e nessuna componente del campo magnetico in tale direzione e viceversa.

Quindi in una guida possono esistere due tipi di onde fondamentali: le onde di modo *TE* (transverse-elettriche) e le onde di modo *TM* (transverse-magnetiche). In una onda *TE* non vi è componente del campo elettrico lungo l'asse di propagazione *Z*. Mentre in un'onda *TM* non è componente del campo magnetico lungo l'asse *Z*.

In un'onda di modo *TEM* non vi è componente nè del campo elettrico nè del campo magnetico lungo l'asse *Z*. Questo modo esiste solo nello spazio libero e nelle linee coassiali.

Le onde *TE* e *TM* sono distinte da vari indici numerici che rappresentano la configurazione dei campi elettrici e magnetici lungo le dimensioni *a* e *b* della guida: $TE_{1,0}$ rappresenta una distribuzione con mezza onda del campo elettrico lungo la dimensione *a* (indice 1) e nessun campo elettrico lungo la dimensione *b* (indice 0) (fig. 5).

In fig. 8 è illustrata una distribuzione di campo di un'onda $TE_{2,0}$ che ha due mezze onde lungo la dimensione *a* e nessun campo elettrico sulla dimensione *b*.

Un'onda $TE_{1,1}$ avrà una distribuzione di mezza onda di campo elettrico sia in *a* che in *b*.

I modi $TE_{1,0}$, $TE_{2,0}$ e $TE_{1,1}$ si possono considerare i modi più semplici di propagazione nelle guide rettangolari mentre in quelle circolari i modi più semplici sono i $TM_{0,1}$ e $TE_{0,1}$. Nelle guide circolari il primo indice indica il numero di cicli completi nel diagramma polare del campo nella sezione del cilindro, mentre il secondo indica il numero delle mezze lunghezze d'onda lungo il raggio fra il centro e la parete (fig. 10).

La frequenza di taglio in una guida varia con i diversi modi. L'equazione generalizzata per il calcolo della frequenza di taglio in una guida d'onda rettangolare è:

$$f_t = \frac{c\sqrt{(m/a)^2 + (n/b)^2}}{2} \qquad [6]$$

dove *m* ed *n* sono rispettivamente il primo ed il secondo indice del modo di propagazione (es. $TE_{m,n}$ o $TM_{m,n}$).

Per ottenere i vari tipi di onde occorrono determinate maniere di eccitazione. L'ubicazione di una sonda o spira di eccitazione porta ad una ben definita onda di propagazione. Un tipo di onda che ha componenti del campo elettrico assiali e del campo magnetico trasverse può essere prodotta da un'antenna a sonda che generi una componente elettrica assiale oppure da una spira collocata in modo da generare il campo magnetico desiderato.

I sistemi di eccitazione per i vari tipi di onde sono illustrati in fig. 9a. La forma, le dimensioni e la posizione delle sonde sono ottenute sperimentalmente onde ottenere il trasferimento di energia, dal cavo coassiale alla guida d'onda, con il massimo rendimento.

Ogni complesso di eccitazione crea simultaneamente diverse onde (armoniche di trasmissione) benchè quella voluta sia la più forte, a meno che le dimensioni della guida siano tali che possa solo esistere un tipo di onda.

Nelle apparecchiature per microonde è frequentemente desiderabile e spesso necessario passare da guida d'onde a cavo coassiale e viceversa. Eccettuate applicazioni speciali, il problema che generalmente si presenta è quello di provvedere ad una transizione fra il modo coassiale *TEM* ed il modo dominante $TE_{1,0}$ nelle guide rettangolari.

Per il controllo degli adattamenti sono necessari degli esperimenti che consistono nel misurare la grandezza e la fase delle onde stazionarie stabilite dalla riflessione dovuta alla transizione. Le misure si eseguono con strumenti adatti (linea o guida tagliata, accoppiatori direzionali) inseriti o nella linea coassiale o nella guida d'onda. L'uso della carta di impedenza di Smith permette di risalire rapidamente al valore delle componenti reali ed immaginarie dell'impedenza normalizzata (riferita alla impedenza caratteristica della linea Z_o) della discontinuità presentata dalla transizione. In fig. 9b sono riportati alcuni tipi di transizioni più usati in pratica dimensionati sperimentalmente.

3) POTENZA TRASFERIBILE ED ATTENUAZIONE NELLE GUIDE D'ONDA

La massima potenza che può essere trasmessa attraverso una guida d'onda con dielettrico aria dipende dalla massima intensità del campo elettrico che può esistere senza che si verifichino scariche.

Per il modo $TE_{1,0}$ la massima potenza teorica che una guida può trasferire è data dalla relazione [1]:

$$P = 6{,}63\,(E_{max})^2 \cdot a \cdot b\,\left(\frac{\lambda}{\lambda_g}\right) \cdot 10^{-4} \text{ watt} \qquad [6]$$

dove *P* è la massima potenza in watt, E_{max} è il massimo gradiente di potenziale ammissibile.

Questa equazione dà la massima potenza teorica in assenza di onde stazionarie dovute a disadattamenti.

Usualmente viene usato un gradiente di 15.000 V/cm. Questo valore è stato rilevato empiricamente ed è normalmente usato negli S.U.A.

L'attenuazione in una guida d'onda è generalmente molto bassa. Per una guida in rame con dielettrico aria per il modo $TE_{1,0}$ si può calcolare con la relazione [2]:

$$\alpha = \frac{0{,}033}{a^{3/2}}\left[\frac{a/2b\,(\lambda_t/\lambda)^{3/2} + \dfrac{1}{\sqrt{\lambda_t/\lambda}}}{\sqrt{(\lambda_t/\lambda)^2 - 1}}\right] \text{ db/metro} \qquad [7]$$

Per metalli diversi dal rame questa equazione deve essere moltiplicata per $\sqrt{R_1}$ dove R_1 è il rapporto fra la resistività del conduttore usato con quella del rame.

In fig. 10 sono riportati dei diagrammi che danno l'attenuazione e la potenza trasferibile in funzione della frequenza per guide da 3" × 1½" e 2" × 1 [3]. E' da notare che conviene usare una guida d'onda a frequenze superiori di quella di taglio.

L'attenuazione infatti è alta nella zona intorno alla frequenza di taglio e diminuisce rapidamente fino al punto di divenire praticamente costante.

continua

[1] Vedi: MORENO: *Microwave transmission design data*, pag. 124, Mac Graw Hill, New York.

[2] TERMAN: *Radio Engineering*, pag. 129 (eq. 4.64).

[3] RACKER: «*Microwave transmission lines*», *REE*, marzo 1950, pag. 18.

NUOVI TUBI

La casa Sylvania ha creato un tubo catodico a schermo rettangolare di 27 pollici (67,5 cm) di diagonale.

* * *

6166 R.C.A.

E' un tubo d'emissione per televisione, del tipo tetrodo, funzionante in classe B o, con modulazione di griglia, in classe C, entro 54 e 216 MHz.

* * *

Le caratteristiche sono le seguenti:

Tensione continua di placca	5 800 V
Tensione griglia 2ª	1 200 V
Tensione griglia 1ª	130 V
Tensione di punta griglia 1ª	375 V
Corrente continua placca	3,45 A
Potenza uscita « pilota »	800 W
Potenza uscita	12.000 W

* * *

6181 R.C.A.

Tubo d'emissione per televisione fino a 900 MHz. Le caratteristiche sono le seguenti:

Tensione placca	1.800 V
Tensione griglia 2ª	475 V
Tensione catodo-griglia 1ª	75 V
Punta AF griglia 1ª	120 V
Corrente continua di placca	1,7 A
Potenza « pilota »	200 W
Potenza uscita	1.200 W

* * *

6155 e 6166 Amperex

Sono le nuove versioni dei tubi 4D21 e 5D22. Più grande robustezza e dimensioni più ridotte.

Piccolo alimentatore a tensione variabile con continuità

di FRANCO SIMONINI

E' ormai stabilito che quando un radiante ha bisogno di una tensione di prova variabile con continuità perde gran parte del tempo ad armeggiare con resistenze e partitori. E' ben difficile che egli tenga a portata di mano lo strumento adatto. Proprio per questo motivo gli prospettiamo la possibilità di costruirsi con una minima spesa (utilizzando praticamente dei fondi di magazzino) un piccolo alimentatore a resistenza interna relativamente bassa.

Il grande inconveniente del partitore è infatti quello di introdurre nel circuito una resistenza variabile al variare della regolazione introdotta nella tensione (vedi fig. 1). Per ridurre ad un valore accettabile tale resistenza è necessario far dissipare nel partitore stesso una potenza da 5 a 10 volte superiore a quella richiesta. Ne consegue l'impiego di potenziometri di una certa capacità di dissipazione e di grande robustezza dato l'uso continuo. Sul mercato è possibile reperirne ma solo per valori piuttosto bassi di resistenze, vale a dire da 10÷50 ohm e quindi inadatti allo scopo, dato che la variazione di tensione richiesta, da un limite di 0 volt sale almeno ai 150 volt.

Esistono tre vie per aggirare il problema:

— la prima che è la più costosa richiede l'impiego di un VARIAC autotrasformatore montato su nucleo toroidale. La fig. 2 dà lo schema di principio relativo a questa soluzione;

— la seconda indicata in fig. 3a-b fa ricorso ad un commutatore che può essere spostato su varie prese fornite da un autotrasformatore. La regolazione in tal modo non è continua ma può essere resa tale, sia facendo scorrere una spazzolina di carbone (tolta da una normale piletta) sull'ultimo strato esterno dell'autotrasformatore (vedi fig. 3a), sia giocando su di un partitore disposto tra le due ultime prese (vedi fig. 3b). Questa soluzione non offre la comodità e la prontezza di regolazione della precedente ma in compenso comporta un costo molto minore.

Ambedue queste disposizioni valgono anche per forti potenze fino al chilowatt ed oltre. E' questo il caso della regolazione della tensione di rete o della tensione di alimentazione del trasmettitore. Molto più raro per il radiante il caso del rilievo delle curve caratteristiche di un tubo trasmittente.

Al radiante invero di solito interessa avere a disposizione un generatore a c.c. di tensione variabile con continuità per i seguenti scopi:

— per riformare elettrolitici di vecchia fornitura o avariati;

— per eseguire con comodità e rapidità il controllo e la taratura di voltmetri nelle varie portate;

— per la generazione di negativi di griglia da applicare ad apparati in prova;

— per il rilievo di caratteristiche di tubi di piccola potenza;

— per l'alimentazione di un microamperometro che convenientemente fornito di scala per gli ohm e con adatta resistenza in serie (vedi fig. 4) può funzionare da megaohmmetro. Un Weston da 100 μA con 250 V di alimentazione e 2,5 MΩ di resistenza in serie può permettere infatti la lettura fino ai 100 MΩ.

Per questi scopi è sufficiente realizzare come indicato in fig. 4 un generatore di piccola potenza. Come si vede il materiale è molto facilmente reperibile in ogni QRA.

Un piccolo autotrasformatore alimenta con circa 6 V un potenziometro di 10 Ω

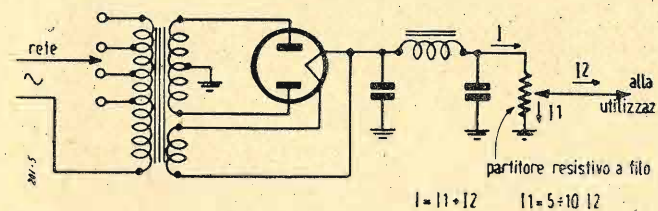



Fig. 1. - Alimentatore a tensione variabile mediante partitore.

Fig. 2. - Alimentatore a tensione variabile con continuità a mezzo di autotrasformatore tipo VARIAC.

Fig. 3. - Altro alimentatore a tensione variabile, in due diverse versioni che consentono una variazione continua e altra discontinua.

Montaggio sperimentale dell'alimentatore di cui alla fig. 4.

Fig. 4. - Schema di principio di alimentatore di piccola potenza per tensioni variabili con continuità.

a filo. I watt dissipati in esso sono quindi 3,6 pienamente sopportabili.

Tramite questo potenziometro viene alimentato il secondario di un piccolo trasformatore a rapporto circa 1:20. Dal lato del primario un piccolo raddrizzatore al selenio con 2 condensatori da 20 μF ed una immpedenza provvedono a raddrizzare la tensione alternata. La resistenza da 50 kΩ serve a scaricare i condensatori con sufficiente rapidità quando la tensione viene diminuita e quando l'apparato viene staccato dalla rete.

Rispetto a quello di fig. 1 questo circuito presenta i seguenti vantaggi:

— il circuito raddrizzatore a c.c. non deve venire dimensionato per una erogazione da 5 a 10 volte superiore a quella richiesta. Questo nel nostro circuito avviene solo da parte dell'autotrasformatore con conseguente vantaggio economico;

— il circuito di regolazione presenta una sicurezza di funzionamento molto maggiore in quanto il potenziometro a filo da 10 Ω consente una maggiore resistenza alle ossidazioni della spazzola ed al logorio;

— la nostra soluzione permette di ottenere non solo tensione continua, ma pure tensione alternata variabile con continuità.

Con i valori suddetti nonostante il tipo di raddrizzamento sia a semionda, con potenziometro a mezza corsa, una erogazione di 8 mA ha provocato una variazione di tensione del 10 % circa. La tensione continua ottenuta può variare tra 0 e 145 V. L'alternata tra 0 e 150 V. L rogazione di potenza è quindi limitata a 1,5 W massimi.

Se si fa uso di componenti di maggiori dimensioni è possibile senz'altro raggiungere con una certa facilità e regolazione ancora migliore una potenza massima di 5 W. Più oltre conviene ricorrere a qualche altra disposizione come più sopra descritto. I componenti, come indica la figura relativa all'intestazione, sono stati montati su di un pannellino di legno. Dato che non era disponibile la tensione di 270 V nell'autotrasformatore in serie al 220 sono state disposte 2 resistenze da 40 Ω, 1 W.

L'apparato è stato impiegato per fornire il negativo di griglia ed un push pull di PEO 6/40 montate in classe AB_1. *

sulle onde della radio

A*ustria* - I tre maggiori programmi austriaci vengono irradiati ad onde medie sulle onde seguenti:

Programma Ravag - Vienna I: 513,7 m, 35 kW.

Programma Rot-Weiss-Rot - Linz (Kronstorf) 388,1 m, 15 kW; Salisburgo: 240 m, 5 kW.

Programma West (Voralberg-Tirol) - Dorbirn - Voralberg: 476,9 m, 9 kW; 50 m, 1 kW.

* * *

D*animarca* - In questi giorni sono stati fissati i nominativi alle stazioni danesi ad o.c.:

OZF3	- 6.060 kHz	50 kW
OZF4	- 7.260 kHz	50 kW
OZF5	- 9.520 kHz	50 kW
OZF8	- 15.180 kHz	50 kW
OZF9	- 15.320 kHz	50 kW

* * *

R*ussia* - I programmi in lingua italiana hanno avuto dal 24 ottobre un cambiamento di lunghezze d'onda. Radio Mosca amette da tale data alle seguenti ore:

07,00-07,15 sulla gamma di 25-31 m
12,30-13,00 sulla gamma di 25-31 m
16,25-17,00 sulla gamma di 41-49 m (venerdì)
18,30-19,00 sulla gamma di 41-49 m
19,30-20,00 sulla gamma di 41-49 m e 240-243-300 m
20,30-21,00 sulla gamma di 41-49 m e 257 m
21,30-22,00 sulla gamma di 41-49 m e 240-243-321 m
22,30-23,00 sulla gamma di 41-49 e 240-243 m
23,00-24,00 sulla gamma di 41-49 e 1068 m
(lunedì - giovedì - sabato)

* * *

Alla Conferenza di Stoccolma (1952) è stata effettuata una ripartizione di frequenze sulla gamma II (87,5-100 MHz) destinata alle trasmissioni con modulazioni di frequenza.

178 frequenze di questa gamma, su 1854 emittenti, sono state attribuite alla Francia tra la massima soddisfazione dei suoi delegati.

Il piano francese di emittenti a FM comporta un centro di tre stazioni di 50 kW e una stazione parigina di 20 kW; diciannove centri regionali di tre stazioni di 50 kW; ventuno centri regionali di tre stazioni di 10 kW; due centri di tre stazioni provinciali di 5 kW.

Ed ancora sono stati fissati sedici centri urbani di 1 kW sulle coste della Manica e lungo le frontiere.

Un primo piano di equipaggiamenti (1952-1955) prevede l'impianto dei centri seguenti:

Stazioni di 50 kW: Antibes, Caen, Clermond-Ferrand, Guebwiller, Lille, Lyon, Metz, Paris, Saverne.

Stazioni di 10 kW: Bayonne, Grenoble, Marseille, Paris, Perpignan, Rouen.

Emittenti d'appoggio: Barle-Duc, Besançon, Bordeaux, Cherbourg, Le Havre, Montpellier, Nancy, Nimes, Nantes, Poitier, Toulouse.

* * *

F*rancia* - La Radiodiffusione Francese (RDF) attua il collegamento ad onde corte del programma Paris-Inter su 6200 kHz (100 kW/a) da lunedì a venerdì dalle ore 9,45 alle 18; sabato dalle 7 alle 18; domenica dalle 7,30 alle 18.

AMPLI 2

Piccolo amplificatore portatile per conferenzieri

di CURZIO BELLINI (*)

La necessità piuttosto sentita di avere un piccolo e compatto amplificatore portatile per chi tiene normalmente delle conferenze ci ha fatto realizzare un minuscolo amplificatore alimentato a pile che ha corrisposto pienamente allo scopo.

Esso si compone di 2 valvole 1S5 e di una valvola finale 3A4. La potenza di uscita è più che sufficiente per sonorizzare una sala di 50÷60 persone.

L'amplificatore può essere usato anche come apparecchio per la pubblicità: conviene montarlo in una piccola valigetta che contenga in un apposito scompartimento anche le pile.

Per l'alimentazione sono necessarie 2 pile da 67,5 volt in serie (tipo grande) e 2 batterie da 1,5 volt in parallelo.

Per l'altoparlante è consigliabile montare un tipo in ticonal diametro 10 o 16.

Per usarlo durante conferenze conviene dotare il microfono piezoelettrico di una decina di metri di cavetto schermato molto flessibile e collocare l'apparecchio o l'altoparlante a metà sala.

Sarà sufficiente che il conferenziere tenga un livello di voce normalissimo. *

(*) Del Laboratorio IRIS-RADIO.

Schema elettrico di un piccolo amplificatore portatile per conferenzieri

NUOVI TUBI

6082 R.C.A.

Doppio triodo di potenza. Tensione filamento 26,5 V; ciascun elemento ha una pendenza di 7 mA/V, un coefficiente di amplificazione di 2 e una potenza di dissipazione di 13 W.

* * *

5881

Questo tubo prodotto dalla Tung-Sol (U.S.A.) è una 6L6 dal punto di vista caratteristiche ma molto più robusta.

La 5881 possiede un bulbo di vetro cilindrico e uno zoccolo Octal. Grazie alla speciale costruzione del catodo si ottiene una emissione più elevata ed una durata aumentata.

Le caratteristiche generali sono identiche alla 6L6.

* * *

6155 e 6166 Amperex

Tubo sub miniatura a pendenza semi variabile pentodo speciale oscillatrice-mescolatrice.

a colloquio coi lettori

D *Ho udito parlare molto spesso degli accumulatori alcalini, che dovrebbero essere superiori a quelli al piombo. Gradirei sapere qualcosa di più preciso in merito.*

R Gli accumulatori alcalini, nei diversi modelli ora costruiti, derivano tutti da quello di Edison, in cui le piastre positive sono costituite da nichel in polvere supportato da una piastra di ferro, mentre quelle negative sono di ferro puro. Talvolta al nichel si aggiunge cadmio (accumulatori al ferro-nichel-cadmio). L'elettrolita è costituito da una soluzione di soda caustica di densità 1,18, che a carica ultimata sale ad 1,20. La forza elettromotrice nominale di questi accumulatori è di 1,2 V, che possono salire a 1,8 V a carica ultimata e scendere fino ad 1 V a batteria scarica. La curva di scarica è però assai costante.

Questi accumulatori presentano rispetto a quelli al piombo una maggior leggerezza a parità di capacità elettrica; sono però più ingombranti. Per la loro costruzione interamente metallica (nessuna parte in essi è di ebanite) essi sono praticamente insensibili alle sollecitazioni meccaniche di qualsiasi natura, mentre la loro resistenza interna piuttosto elevata costituisce una protezione efficacissima contro i corti circuiti e le inversioni di polarità. Essa rappresenta nello stesso tempo un notevole inconveniente, in quanto non permette erogazioni superiori ad un certo limite, neppure istantanee. La durata degli accumulatori alcalini può variare da 10 a 15÷18 anni a seconda delle condizioni di impiego e di manutenzione; il loro costo è però assai elevato (circa il triplo di quelli al piombo).

In definitiva sono assolutamente inadatti per gli automezzi e gli usi di trazione appunto a causa della loro alta resistenza interna, mentre sono preziosissimi per gli impianti radio, specie portatili, ed in tutti quei casi in cui si richiede una batteria di grande resistenza alle sollecitazioni e di sicuro funzionamento, anche nelle più sfavorevoli condizioni di impiego.

* * *

D *Possiedo un ricevitore tedesco con valvole a riscaldamento diretto a 2 V. Per non usare una seconda batteria ho derivato la tensione per i filamenti dalla batteria 12 V che alimenta l'AT, attraverso una resistenza di caduta. Però la tensione sui filamenti varia molto rapidamente e diventa ben presto insufficiente, mentre la batteria alimenterebbe ancora comodamente il vibratore per l'AT. E' possibile eliminare o quanto meno ridurre l'inconveniente?*

R L'inconveniente da lei lamentato è dovuto al fatto che la variazione di tensione consentita ai filamenti è assai minore di quella consentita per l'alimentatore AT. Esso può essere eliminato quasi totalmente con l'impiego di un tubo regolatore di corrente. Tali tubi, costituiti da una spirale di ferro purissimo in atmosfera di idrogeno, costituiscono una resistenza anomala, cioè che non segue la legge di Ohm. Difatti aumentando la corrente in essi circolante, aumenta automaticamente la loro resistenza, per cui la corrente che li attraversa rimane costante anche per variazioni assai forti della tensione applicata. Il tubo regolatore va inserito secondo lo schema sotto riportato. La tensione minima e massima applicabile, nonchè la corrente stabilizzata, sono indicate sul bulbo del tubo, che dovrà ovviamente corrispondere al consumo del circuito da stabilizzare.

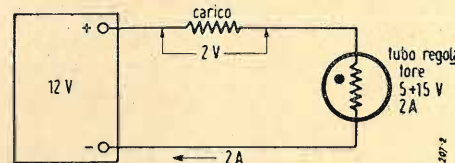



Fig. 1. - Schema generale di principio per l'inserzione dei tubi regolatori di corrente. Si tenga presente che essi possono funzionare indifferentemente sia in corrente continua che in alternata.

Essendo assai grande la precisione di regolazione dei tubi al ferro-idrogeno (fino a ± 1 %) essi potrebbero venire usati quali stabilizzatori di tensione in circuiti a corrente costante. La loro notevole dissipazione di energia li rende però sconsigliabili, salvo casi specialissimi.

* * *

D *Desidererei conoscere un sistema di accordo d'aereo il più semplice possibile, che non vincoli il trasmettitore ad un tipo particolare di antenna e che si presti anche all'impiego campale.*

R La soluzione praticamente ideale per il suo caso è data dal filtro Collins, comunemente detto pi-greco. Lo schema indicato rappresenta il sistema effettivamente usato sui trasmettitori della casa Collins, che consente l'abolizione di un circuito accordato, con tutte le semplificazioni di manovra che ne derivano.

Il processo di regolazione è il seguente: con CV_2 tutto chiuso si dia tensione al finale, e ruotando CV_1 si effettua la sintonia dello stadio, indicata dal minimo di corrente anodica. A questo punto si apre gradatamente CV_2 correggendo sempre il minimo a mezzo di CV_1 fino a raggiungere ad aereo connesso, il valore di corrente anodica prescritto per il tubo finale.

Si noterà che se l'impedenza dell'aereo è bassa, la capacità di CV_2 sarà notevole. e così pure la corrente d'aereo, e la tensione RF ai suoi capi sarà modesta, mentre viceversa in caso di aereo ad alta impedenza essa potrà assumere valori elevati, e la capacità di CV_2 scendere a valori minimi.

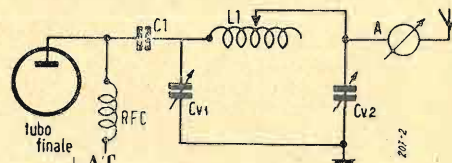



Fig. 1. - Adattatore d'aereo Collins. RFC = impedenza RF, 2,5 mH; $C1$ = 100 ÷ 300 pF; $CV1$ $CV2$ = vedi testo; $L1$ = 30 sp. filo argentato 2 mm su diametro 50 mm; A = amperometro RF.

Usando per CV_1 150 pF e per CV_2 300 pF, e impiegando un'induttanza a variazione continua (facilmente reperibile fra il Surplus) si potrà eliminare il cambio delle induttanze per tutto il campo di frequenze comprese tra 3 e 30 MHz. Il condensatore C_1 dovrà essere di ottima mica ed isolato almeno per il triplo della tensione anodica del finale. Con tale dispositivo è possibile accordare in tutto il campo di frequenze sopradetto aerei unifilari di qualsiasi tipo e lunghezza, accordati o meno, di impedenza compresa tra 40 ed oltre 1000 Ω: dalla ground plane alla Marconi ed all'antenna a stilo per mezzi mobili!

Nuove valvole e nuovi circuiti per OUC

(segue da pagina 309)

a coefficiente termico negativo, assieme all'adozione delle nuove valvole, migliorate anche sotto questo punto di vista, diminuiscono la deriva termica, fastidiosa per l'utente che deve ritoccare la sintonia specie dopo l'accensione delle valvole. *

BIBLIOGRAFIA

« *Electronic application bulletin* ».

« *Funk-Technik* », 1952, n. 13, 19 e 20.

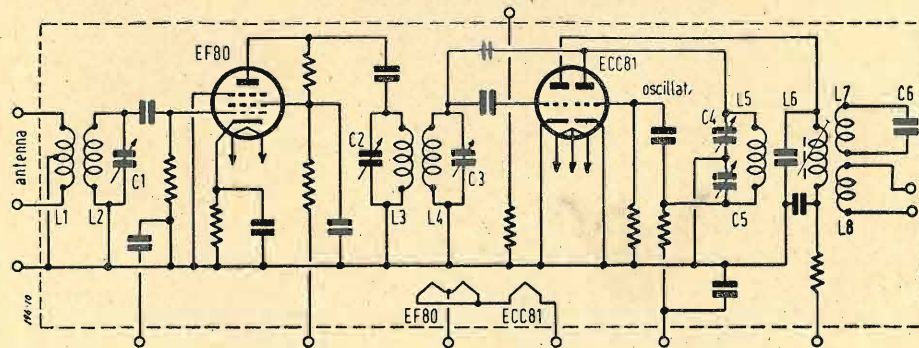
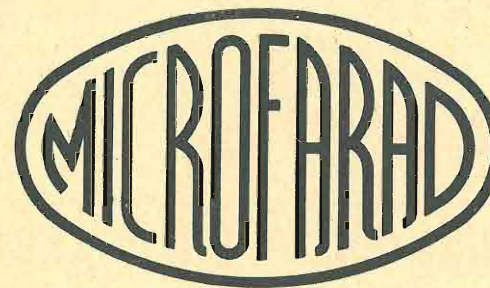



Fig. 10. - Schema del gruppo di AF di un visioricevitore della Philips.

SUPPLEMENTO MENSILE DE L'ANTENNA

a cura dell' ing. Alessandro Banfi

Chi ben comincia...

Finalmente un po' di schiarita fa sorgere un certo giustificato ottimismo nel tribolato mondo della TV.

I voti ed i desideri da noi espressi nel nostro editoriale dello scorso numero sembra siano stati accolti, e già da alcuni giorni le emittenti RAI di Milano e Torino hanno iniziato un servizio (sia pure sperimentale) quotidiano di trasmissioni televisive annunciandolo con l'anticipo di un giorno sui giornali locali.

In altra parte del presente numero riportiamo il comunicato RAI in proposito, coi relativi orari e di ciò non ci resta che compiacerci vivamente coi dirigenti della RAI per tale assennata ed opportuna determinazione.

6 dicembre 1952

raccomanda da se.

P. F.

★ Televisione ★

● **OGGI**
Ore 17.15:
Inchiesta.
Ore 21:
Telegiornale.
Ore 21.15:
Film « I Vespri siciliani ».
● **DOMANI**
Ore 17:
Film.
Ore 20.30:
In collegamento diretto con il Teatro alla Scala: inaugurazione della stagione lirica.
Ore 21:
Telegiornale.
Ore 21.15:
Film.

Radio

Secondo un vecchio adagio popolare, chi incomincia bene è già a metà dell'opera e vogliamo fervidamente sperare nella continuazione con progressivo potenziamento di questo felice inizio.

E veramente « felice » può ben dirsi, perchè già in questi primissimi giorni di trasmissioni TV quotidiane, il mercato ha accusato una netta ascesa di richieste di televisori congiunta ad un reale diffuso interesse in un largo strato di pubblico.

L'assurdo « circuito chiuso » fra RAI ed industria, ove la RAI non trasmetterà programmi sino a che non vi fosse un certo numero di spettatori, e l'industria non produceva televisori sino a che la RAI non avesse iniziato delle trasmissioni di una certa continuità, è stato finalmente spezzato.

Ci consta infatti che parallelamente alla determinazione della RAI di intensificare le trasmissioni annunciandone il programma in anticipo, parecchie importanti Ditte radiocostruttrici hanno iniziato la produzione di televisori in scala più o meno larga.

Già si incominciano a vedere nei negozi di materiale radio degli ottimi televisori di costruzione nostrana; già la concorrenza falcidia i primi prezzi che risentivano dell'eccezionalità dell'articolo poco esitato.

Già siamo giunti a quota 200.000 per un televisore con schermo da 14 pollici, più che sufficiente per una buona e confortevole ricezione in casa propria.

Occorre a questo proposito riconoscere che il prezzo di 200.000 lire per un televisore da 14 pollici è appena appena rimunerativo, in considerazione dell'inevitabile quota in essa compresa per il servizio di assistenza tecnica, cosa che non ha analogia corrispondente nel radioricevitore normale.

Ed è appunto sotto tale profilo che l'industria TV (America e Inghilterra) ha posto un dilemma ai propri distributori commerciali: o assumersi essa industria il compito e l'onere dell'installazione e successivo servizio di assistenza, riducendo nel contempo gli sconti al rivenditore ad una quota minima, ovvero concedere uno sconto maggiore al rivenditore accollandogli però il servizio di assistenza ed installazione.

Solo affrontando e risolvendo equamente questo problema si potrà assestare e moralizzare con soddisfazione di tutti (industriali, commercianti e pubblico) il mercato dei ricevitori televisivi.

Tanto più che la macchina protezionistica televisiva governativa si è già messa in moto per limitare e controllare le importazioni di televisori dall'estero. E' noto infatti che, indipendentemente dall'esistenza di un permesso d'importazione (e quindi anche per i Paesi ove l'importazione è stata liberalizzata) occorre uno speciale benestare rilasciato dal Ministero Poste e Telecomunicazioni, dopo particolari verifiche tecniche effettuate all'atto dello sdoganamento, che il televisore possiede le caratteristiche tecniche necessarie per funzionare sullo standard TV italiano. Qualora il televisore non si trovasse in tali condizioni, l'importatore deve dimostrare (sono previste ispezioni di funzionari tecnici del Ministero) di essere tecnicamente attrezzato per effettuare le necessarie modifiche di trasformazione del televisore

stesso per renderlo atto a funzionare sullo standard italiano.

E' evidente che tali recenti disposizioni del Governo italiano, oltre a proteggere il pubblico e moralizzare il commercio dei televisori contro l'azione di mercanti importatori di pochi scrupoli, tende ad opporre una barriera all'importazione indiscriminata, proteggendo indirettamente l'industria radioelettrica nazionale.

La quale ultima però non potendo ancora contare su una produzione sufficiente ai suoi bisogni in fatto di valvole elettroniche speciali e tubi catodici viene ad essere, almeno per alcune voci, tributaria dell'estero. Ciò che d'altronde non è affatto un male.

Oggi comunque la questione della produzione nazionale dei televisori è decisamente impostata e, se verrà sostenuta e sviluppata con sani criteri, il pubblico italiano potrà disporre nei prossimi mesi di ottimi e moderni apparecchi non certamente inferiori alla più recente produzione estera.

A.B.

Principi dei generatori per la deviazione elettromagnetica dei tubi a raggi catodici

di ANTONIO NICOLICH

Lo studio dei generatori di oscillazioni rilassate fin qui condotto su questa rivista, ci permette di passare ora, con cognizioni di causa, all'esame dei circuiti di deviazione per i T.R.C. Parliamo qui solo dei T.R.C. a deflessione elettromagnetica, che sono praticamente i soli usati attualmente in televisione, tralasciando la deviazione elettrostatica (i cui generatori basati sui thyratron e sui multivibratori sono ormai ben noti a tutti), perchè essa interessa l'oscillografia in generale, ma va scomparendo dagli apparati televisivi.

Ricordiamo che la funzione del circuito deviatore applicato ad un T.R.C. è di provocare lo spostamento della macchia luminosa, risultante dall'incontro del fascetto elettronico catodico collo schermo fluorescente, su quest'ultimo con una velocità nota, la quale può essere costante, o variabile secondo una legge prefissata in funzione del tempo.

In un T.R.C. a deviazione elettromagnetica l'entità dello spostamento è direttamente proporzionale all'intensità della corrente, che circolando nella bobina deflettrice, genera il campo deviatore, quando non intervengono fenomeni di saturazione. Se si desidera uno spostamento lineare è quindi necessario che la corrente vari linearmente nel tempo; ciò non è facile da ottenere con l'impiego di una bobina, che presenta induttanza e resistenza in serie.

I generatori di corrente a dente di sega lineare si suddividono in quattro classi, il principio di funzionamento dei circuiti di ciascuna di esse viene qui esaminato.

1ª *Classe* - Generatore di corrente a dente con andata esponenziale.

Il circuito fondamentale è rappresentato in fig. 1. Questa classe di generatori sfrutta il tratto iniziale della curva esponenziale di carica dell'induttanza della bobina, quando ai suoi estremi è applicato un impulso rettangolare di tensione. Il circuito consta della induttanza L della bobina deviatrice, in serie colla resistenza r propria dell'avvolgimento; agli elementi L ed r è posta in serie un'induttanza L_c di correzione per ottenere la regolazione della linearità del dente. Si suppone che all'istante zero iniziale il circuito di fig. 1 sia in riposo, cioè in esso non scorra corrente alcuna.

Applicando ai morsetti di entrata 1-2 un impulso rettangolare di tensione, il fianco anteriore saliente dell'impulso ha lo stesso effetto che si avrebbe chiudendo i morsetti 1-2 sopra una batteria la cui tensione continua avesse la stessa ampiezza V dell'impulso applicato. La corrente cresce allora in accordo alla legge esponenziale:

$$i = \frac{V}{r}\left[1 - e^{-rt/(L+L_c)}\right] \qquad [1]$$

il cui tratto iniziale è praticamente rettilineo.

La [1] suggerisce un mezzo per modificare la velocità di variazione e quindi la forma della corrente i nella bobina: infatti tale velocità è data dalla:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V}{(L+L_c)}\, e^{-rt/(L+L_c)} \qquad [2]$$

perciò agendo su L_c si ottiene appunto di influenzare di/dt.

L'intervento del fianco posteriore discendente dell'impulso di tensione applicato equivale a sconnettere istantaneamente la batteria dal circuito, ne consegue la formazione del ritorno del dente di sega. Questo ritorno è accompagnato da auto-oscillazioni smorzate, che si generano a motivo che l'induttanza L in derivazione alle capacità parassite (propria della bobina) costituisce un circuito oscillatorio. E' perciò generalmente necessario disporre un elemento smorzatore di tali oscillazioni, che può essere semplicemente un resistore derivato sulla L, o meglio un diodo in serie con un resistore come indicato in fig. 2 in cui il tubo T_1 è normalmente polarizzato all'interdizione, perciò nella bobina L, deviatrice costituente il carico anodico, non circola corrente. Quando viene applicato alla griglia un impulso rettangolare positivo di tensione, T_1 si sblocca ed inizia il tratto di andata del dente di corrente. Lo scopo del diodo T_2 e del resistore R in serie ad esso disposti in parallelo alla L, è quello di provocare un abbassamento del fattore di merito della bobina L durante il ritorno, e quindi di smorzare il circuito oscillatorio sotto il valore critico, ottenendosi di spegnere l'oscillazione parassita che si innescherebbe in assenza di T_2. Si è così pervenuti in modo naturale al circuito col diodo smorzatore, che viene oggi universalmente adottato nel circuito anodico dello stadio finale di potenza orizzontale nei ricevitori televisivi. Questo argomento verrà ripreso ed ampiamente trattato in un futuro articolo di questa rubrica. La presenza del diodo fa sì che la resistenza di smorzamento R sia applicata alla L solo alla fine del ritorno, mentre la R viene scollegata quando il diodo non è conduttivo, per non dissipare energia utile nel tratto di andata del dente.

Fig. 1. - Circuito per la generazione di corrente a dente di sega.

Fig. 2. - Circuito generatore di corrente deviatrice, di 1ª classe, con diodo smorzatore.

Fig. 3. - Circuito per la generazione di corrente oscillante in una bobina oscillatrice.

La placca del diodo è connessa attraverso la resistenza R alla placca di T_1 per modo che esso diodo diventa conduttivo quando, alla cessazione dell'impulso positivo, si genera un'inversione del potenziale anodico ai capi di L dando luogo alla corrente attraverso R.

2ª *Classe* - Generatore di corrente a dente che sfrutta il tratto iniziale di un'oscillazione.

Il principio dello schema di fig. 3 è quello di usufruire della parte iniziale della corrente in un'induttanza durante un'oscillazione susseguente alla subitanea variazione di corrente in un circuito LC a risonanza di tensione.

Alla sospensione istantanea della tensione applicata fra i morsetti 1-2, si genera nel circuito accordato una corrente oscillatoria smorzata (v. fig. 4), il primo ciclo della quale ha un tratto iniziale praticamente rettilineo, che può servire come corrente deflettrice per lo scopo che ci interessa. Il tratto AB di fig. 4 è quello che viene sfruttato. La velocità di variazione della corrente in questo intervallo dipende dalla frequenza di risonanza del circuito oscillatorio composto dalla bobina deflettrice L in parallelo alla capacità C e dall'ampiezza della corrente iniziale.

Fig. 4. - Corrente nella bobina L di fig. 3.

La regolazione della velocità di variazione della corrente i_L fra A e B può essere ottenuta variando la capacità C di accordo, con che si varia la frequenza di risonanza.

L'ampiezza della corrente oscillante può essere regolata agendo sul valore della corrente continua che circola nella L prima dell'interruzione. La disposizione pratica di un circuito di 2ª classe è indicata in fig. 5, in cui il circuito accordato LC è accoppiato all'anodo di uno stadio amplificatore di corrente mediante la grande capacità C_1. Le induttanze L_1 e L_2 sono molto alte, per modo che la corrente oscillante viene localizzata nel circuito LC e non interessa nè l'alimentatore anodico, nè il circuito correttore della posizione di zero. Il centraggio della macchia catodica sullo schermo del T.R.C. è ottenuto mediante la componente di corrente continua fornita dalla batteria di polarizzazione V, che la fa circolare in R, L_2, L.

Fig. 5. - Circuito generatore di corrente deviatrice, di 2ª classe, con dispositivo di regolazione della posizione di zero della deflessione.

L'applicazione alla griglia del tubo T_1 di un impulso negativo di tensione ha come conseguenza una diminuzione della corrente nell'induttanza L di deviazione; dopo il primo tratto discendente tale corrente esegue una serie di oscillazioni smorzate intorno al livello 1 di stabilizzazione; la sospensione dell'impulso all'ingresso dell'amplificatore provoca una rapido aumento di i_L, che poi esegue una serie di oscillazioni smorzate intorno al livello 2 dipendente dal circuito R, L_2 contenente la batteria V.

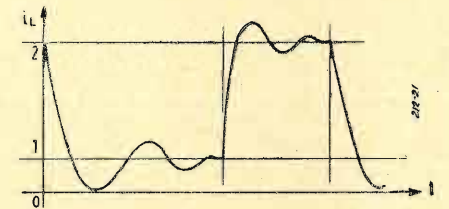



Fig. 6. - Corrente nella bobina deviatrice L di fig. 5.

L'andamento della i_L è segnato in fig. 6, in cui si vede che la serie di oscillazioni intorno al livello 2 è più rapidamente smorzata rispetto alle oscillazioni intorno al livello 1, perchè essa si compie nel tempo in cui la resistenza del fascetto elettronico del T.R.C. risulta in paralllelo col circuito risonante.

3ª *Classe* - Generatore di corrente a dente lineare mediante tensione trapezia.

Questo generatore sfrutta il principio dell'aumento di corrente in un'induttanza susseguente all'applicazione di una tensione trapezoidale di ampiezza opportuna. A differenza dei generatori di 1ª e 2ª classe, che sfruttano una piccola porzione quasi lineare di una funzione non lineare, quelli di 3ª classe producono una corrente che è funzione lineare del tempo, mediante l'applicazione alla bobina deviatrice di una forma d'onda di tensione particolarmente studiata. La bobina deviatrice consta dell'induttanza L e della resistenza propria r in serie. Se deve essere che la corrente i sia proporzionale al tempo, ossia $i = kt$ [3], la tensione ai capi della bobina deve valere:

Fig. 7. - Tensione v ai capi della bobina (r, L) percorsa da corrente a dente lineare.

$$v = ri + L\frac{di}{dt} = kL + k\,rt \qquad [4]$$

la fig. 7 rappresenta la [4] graficamente. Questa forma d'onda di tensione a trapezio può essere fornita dal circuito di fig. 8 in cui la carica e la scarica del condensatore C sono comandate dall'interruttore I. Quando I è aperto la corrente nel circuito ha l'andamento esponenziale della corrente di carica di C attraverso R_1, R_2 verso $+V_c$, ossia:

$$i = \frac{V_c}{R_1+R_2}\, e^{-t/(R_1+R_2)C} \qquad [5]$$

La tensione di uscita ai morsetti 1-2 del circuito di fig. 8 vale:

$$v = V_c - R_2\, i = V_c - \frac{V_c R_2}{R_1+R_2}\, e^{-t/(R_1+R_2)C} \qquad [6]$$

La velocità di variazione di questa tensione, ossia la sua pendenza è data dalla:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{V_o R_2}{(R_1+R_2)^2 C}\, e^{-t/(R_1+R_2)C} \qquad [7]$$

La [6] e la [7] per $t = 0$, ossia all'istante iniziale, forniscono rispettivamente:

$$v_o = V_c \left(1 - \frac{R_2}{R_1+R_2}\right) \qquad [6\ bis]$$

$$\left(\frac{dv}{dt}\right)_{t=o} = \frac{V_c R_2}{(R_1+R_2)^2 C} \qquad [7\ bis]$$

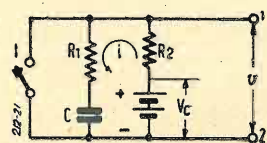



Fig. 8. - Generatore di tensione trapezia.

Se la costante di tempo $(R_1+R_2)C$ è grande rispetto al periodo T del dente di sega, per modo che si sfrutti solo il 1° tratto della curva esponenziale data dalla [6], la tensione v di uscita ha una forma prossima alla trapezia rappresentata in fig. 9, dove appunto si ammette che la pendenza si conservi costantemente uguale a quella all'istante zero, per tutto il periodo T.

In fig. 10 è rappresentato un circuito che realizza il principio suesposto. Il triodo T_1 sostituisce l'interruttore I di fig. 8. Sulla placca di T_2 si raccoglie la tensione trapezia che viene applicata

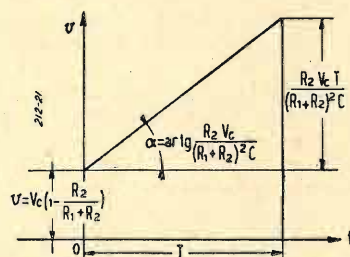



Fig. 9. - Tensione trapezia per la generazione di i_L lineare nella bobina deviatrice.

alla griglia di T_2 amplificatore di corrente. Il diodo T_3 polarizzato negativamente determina il livello di riferimento funzionando da reinsertore di componente continua.

Se si desidera eliminare il diodo T_2, occorre provvedere un circuito separato che introduca la componente continua di riferimento. Si perviene così al circuito di fig. 11 che deve essere alimentato con un impulso negativo di tensione alla griglia di T_1. L'accoppiamento allo stadio amplificatore di uscita è diretto cioè ottenuto senza il tramite del condensatore C_1 di fig. 10. Il carico della bobina deviatrice è collegato in parallelo all'anodo di T_2 ed il centraggio della macchia catodica sullo schermo è ottenuto mediante il circuito comprendente la batteria V, il potenziometro R_3 e l'induttanza a ferro L_1, che impedisce alla corrente alternativa oscillante di raggiungere la batteria V. Le capacità proprie distribuite della bobina L e del cablaggio influiscono dannosamente sul funzionamento dei circuiti sopra descritti. In-

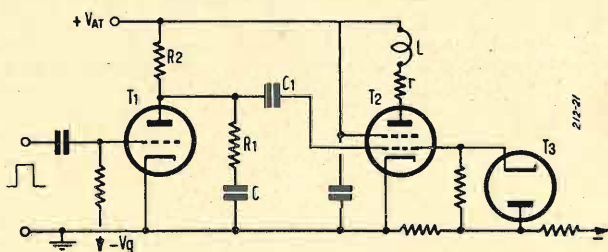



Fig. 10. - Generatore di corrente a dente di sega, di 3ª classe, con diodo reinsertore della componente continua.

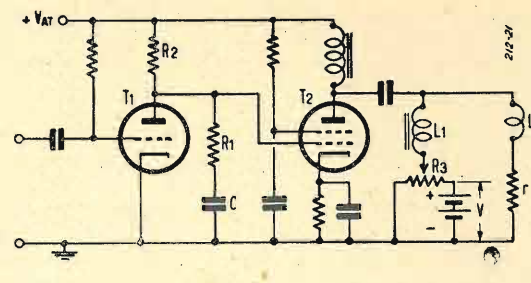



Fig. 11. - Generatori di corrente a dente di sega di 3ª classe con componente continua reinserita da apposito circuito non elettronico.

fatti, non potendo la tensione ai capi del condensatore di un circuito a RC in serie variare istantaneamente, la capacità distribuita all'ingresso dello stadio pilota riduce la ripidità dei fianchi del guizzo iniziale della tensione trapezia, per cui la sua forma si modifica nel senso di avvicinarsi ad un dente di sega. Sotto l'influenza di questa tensione la corrente che circola nella bobina deviatrice è lineare solo dopo un periodo iniziale, in cui la sua variazione è molto lenta, col risultato di ritardare l'inizio della corrente deviatrice. Per ovviare a questo inconveniente è opportuno applicare un guizzo ripido a punta all'inizio della scansione; la forma d'onda relativa è rappresentata in fig. 12. Il guizzo 1 applicato per il tempo t_1, in cui la corrente deviatrice assumerebbe valori più bassi di quelli competenti ad un'onda pilota trapezoidale, riporta tale corrente alle ampiezze corrette, annullando l'effetto ritardatore della capacità distribuita all'ingresso dell'amplificatore. Si è già accennato sopra che l'effetto deleterio della capacità propria della bobina di deflessione derivata sulla stessa è quello di provocare, durante la rapida variazione di corrente nel tempo di ritorno del pennello elettronico, l'innesco di autooscillazioni smorzate, per cui è necessario disporre un elemento smorzatore in parallelo alla bobina deviatrice, allo scopo di dissipare parte dell'energia del campo elettromagnetico prodotto dalla bobina stessa, per modo che la corrente deviatrice può ritornare a zero, in un tempo molto breve, senza presentare oscillazioni all'inizio del tratto di andata del dente successivo. Queste oscillazioni modulano la velocità del pennello elettronico e fanno comparire sul lato sinistro dello schermo fluorescente delle caratteristiche righe brillanti alternate a righe scure, che denunciano l'insufficiente smorzamento del circuito deviatore.

4ª *Classe* - Generatori di corrente a dente di sega impieganti la reazione.

Si va attualmente sempre più estendendo l'impiego della reazione a scopo di linearizzazione della corrente a dente di sega.

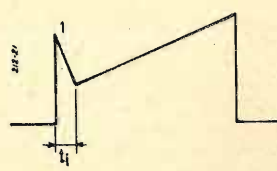



Fig. 12. - Tensione trapezia con guizzo iniziale per compensare l'effetto delle capacità distribuite all'ingresso dell'amplificatore.

Il sistema permette di ottenere quest'ultima veramente lineare, pure applicando allo stadio amplificatore di entrata una tensione a forma di dente di sega, anzichè trapezoidale. Un circuito caratteristico di 4ª classe è indicato in fig. 13. Con un qualsiasi

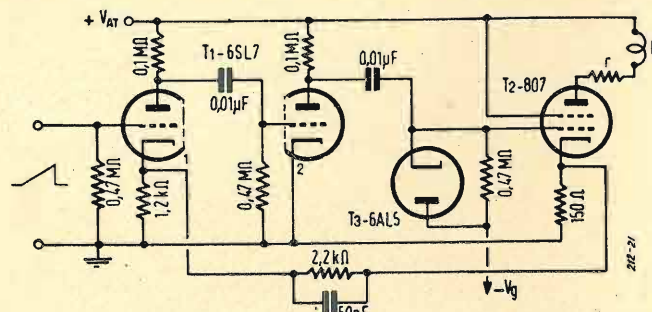



Fig. 13. - Generatore di corrente deviatrice, di 4ª classe, con amplificatore in reazione.

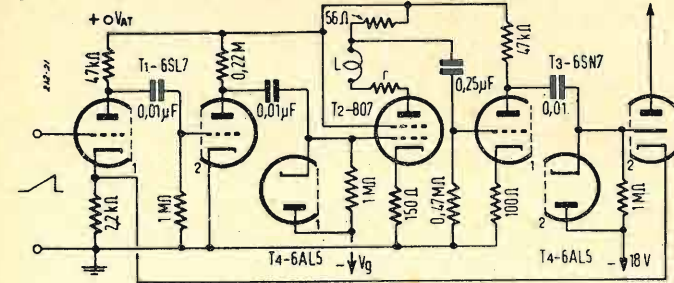



Fig. 14. - Circuito analogo a quello di fig. 13 con amplificazione del segnale di reazione.

Fig. 15. - Generatore di corrente di deviazione, di 4ª classe, realizzato con bobina accoppiata a trasformatore.

generatore a resistenza e capacità si genera l'onda di tensione a dente di sega da applicare alla griglia della prima sezione del doppio triodo 6SL7. Poichè l'ampiezza del segnale di entrata è assai piccola il generatore menzionato può essere realizzato senza particolari accorgimenti, perchè nel tratto iniziale qualunque generatore a RC fornisce un dente di sega sufficientemente lineare.

Questa onda di tensione subisce l'amplificazione dei due stadi del tubo 6SL7, quindi viene addotta alla griglia del tubo 807 finale di potenza. Se la corrente totale nel tubo finale 807 non ha andamento lineare, si manifesta una d.d.p. fra il catodo della prima sezione di entrata del tubo 6SL7 ed il catodo del tubo 807, questo tubo essendo scelto per prelevare un campione della forma della corrente deviarice.

Il circuito di reazione 2,2 kΩ e 50 pF disposto fra i due catodi menzionati assicura il mantenimento della linearità della variazione della corrente del tubo di uscita, la cui griglia è polarizzata dalla tensione continua reinserita dal diodo 6AL5, oltre la interdizione.

Il circuito di fig. 14 è basato sullo stesso principio di quello di fig. 13, ma in esso il campione di corrente del tubo 807, prima di essere applicato al catodo della prima sezione del tubo T_1, subisce un'amplificazione ad opera del tubo T_3 (6SL7). Si osserva che il campione di forma della corrente di uscita è ottenuto prelevando la tensione a capi del resistore catodico, che è percorso dalla corrente totale del tubo e non solamente dalla corrente nella bobina di deviazione. L'errore commesso è trascurabile se è costante la frazione della corrente totale che scorre nella bobina durante il periodo di andata del dente.

Nelle fig. 13 e 14 la bobina deviatrice è connessa direttamente nel circuito anodico del tubo 807 ed è perciò percorsa dalla corrente continua di placca. Ne consegue che la posizione del pennello elettronico del T.R.C. all'inizio della scansione resta determinata indipendentemente dall'ampiezza e dalla pendenza del dente di sega. Questa caratteristica risulta assai opportuna in certe applicazioni radar dove non occorre provvedere un mezzo per la centratura del raggio. E' in ogni caso possibile provvedere un sistema per lo spostamento nei due sensi ortogonali dell'immagine ed accoppiare la bobina deviatrice L al tubo di uscita mediante un trasformatore.

Questo principio è illustrato schematicamente in fig. 15, in cui la corrente nella bobina deviatrice è prelevata da una piccola resistenza r_1 posta in serie alla bobina nel circuito del secondario del trasformatore di uscita, quindi amplificata dal triodo T_3 e infine mescolata in un amplificatore differenziale alla tensione a denti di sega applicata all'ingresso. La batteria V fornisce la componente continua per il centraggio dell'immagine, ossia per controllare la posizione dell'inizio della scansione. La corrente deviatrice in L ottenibile col circuito di fig. 15 è lineare in modo soddisfacente.

GENERATORI DI DEVIAZIONE NON LINEARE

Chiudiamo la rassegna dei generatori di deviazione considerando una classe di generatori speciali, che riguardano l'oscillografia più che la ricezione televisiva, rispondenti a certi determinati scopi per i quali occorre che la legge di variazione della deviazione del raggio elettronico nel T.R.C. non sia lineare, ma una qualsasi predeterminata, per es. circolare, a spirale, a raggio rotante ecc. Questa considerazione apre il campo ad una vastissima varietà di nuovi circuiti, che non è possibile descrivere interamente, perchè in continuo sviluppo, date le sempre nuove esigenze della tecnica elettronica.

GENERATORI DI DEVIAZIONE CIRCOLARE OD ELLITTICA

Una deviazione circolare od ellittica è facilmente ottenibile secondo il ben noto principio secondo il quale applicando in un tubo catodico a deviazione elettrostatica alle due coppie di placche ortogonali nello spazio, due tensioni sinoidali fra loro sfasate di 90° nel tempo, si ottiene sullo schermo fluorescente in generale un'ellisse, quando cioè le ampiezze delle tensioni sono diverse, mentre si ottiene un cerchio nel caso particolare di uguali ampiezze delle dette tensioni. Si osserva che per ottenere una figura il più vicino possibile alla forma geometrica circolare è necessario che le due tensioni sinoidali non abbiano esattamente la stessa ampiezza, ma siano una leggermente maggiore dell'altra, a motivo che i due sistemi di placchette deviatrici sono situate a differenti distanze dallo schermo. Il circuito di fig. 16 è il più semplice e più sfruttato sistema per generare una figura circolare o ellittica.

Applicando ai morsetti 1-2 una tensione sinoidale $v_1 = V\ sen\ \omega t$ e dosandola col potenziometro P, si ha la tensione v ai capi del circuito RC in serie; per lo sfasamento operato dal condensatore C la tensione v_2 che si localizza ai suoi capi ed applicata alla coppia di placchette deviatrici orizzontali, risulta spostata di 90° in anticipo rispetto alla tensione v_1 localizzata ai capi della resistenza R ed applicata alla coppia di placchette deviatrici verticali. Le tre tensioni v_1, v_2 e v costituiscono un triangolo rettangolo in cui le prime due sono i cateti e la terza l'ipotenusa. Variando la R si aumenta o diminuisce l'ampiezza della tensione deviatrice verticale, con che si varia l'eccentricità dell'ellisse luminosa. La generazione della traccia circolare è indicata in fig. 17. E' ovvio che se le tensioni v_1 e v_2, oltre ad avere uguale ampiezza, sono tra loro in fase, la traccia luminosa si riduce ad

Fig. 16. - Circuito sfasatore per produrre una traccia ellittica o circolare.

Fig. 17. - Tracce circolari e rettilinee ottenute con due tensioni di uguale ampiezza e diversamente sfasate nel tempo.

una retta a 45° tratteggiata in fig. 17, mentre se v_1 e v_2, sempre di uguale ampiezza, sono in opposizione di fase, ossia sfasate di 180°, si ottiene l'altro caso di degenerazione ellittica (l'asse minore si annulla) rappresentato in fig. 17 dalla retta a 45° segnata a punto e tratto. Se le tensioni v_1 e v_2 sono distorte la traccia ottenuta non è più circolare. Il circuito di fig. 18 elimina questo inconveniente, sostituendo la resistenza R di fig. 17 con un circuito a LC in parallelo accordato alla frequenza della tensione v

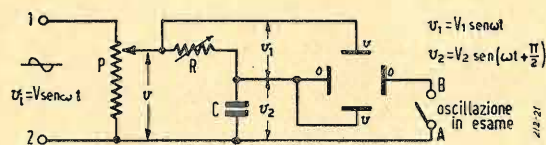



Fig. 18. - Circuito sfasatore con cellula sintonizzata.

di alimentazione e che alla risonanza si comporta notoriamente come una pura resistenza di valore L/R_1C_1 e quindi non opera alcuno sfasamento. (R_1 è la resistenza propria della bobina L).

L'impedenza della cellula LC_1 è capacitiva per le frequenze armoniche della fondamentale, per cui detta impedenza ha la stessa variazione colla frequenza, della reattanza di C; in tal modo le

Fig. 19. - Circuito generatore di traccia circolare.

ampiezze delle oscillazioni armoniche vengono minimizzate e la forma della traccia si approssima alla circolare anche se v è distorta.

La traccia circolare offre i seguenti vantaggi: facilità di generazione, eliminazione del ritorno, estensione, più che doppia rispetto alla traccia lineare.

Per contro uno svantaggio di questi circuiti consiste nel fatto che per l'assenza della deviazione in controfase si produce una distorsione trapezia se il tubo non è appositamente progettato per eliminarla. Il circuito più complesso di fig. 19 permette di evitare la distorsione trapezia, perchè fa uso dell'uscita in controfase per l'alimentazione di ogni coppia di placchette. Esso produce una traccia circolare alla frequenza dell'oscillazione applicata. Il guadagno dei tubi amplificatori T_1, T_2, T_3 e T_4 è controllato per

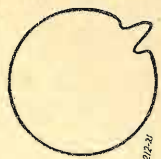



Fig. 20. - Traccia circolare ottenibile col circuito di fig. 19.

mezzo della loro tensione di schermo ricavata dalla placca di T_5, la cui tensione si regola agendo sulla polarizzazione di T_5 stesso per mezzo del potenziometro collegato a $-V_g$ nel suo circuito di griglia.

Fintanto che alla griglia di T_5 non è applicato alcun segnale il diametro del cerchio luminoso rimane costante, ma se fra i mor-

Fig. 21. - Traccia spirale ottenibile col circuito di fig. 19.

setti 3-4 è applicato il segnale v_i in esame la tensione anodica di T_5 e di schermo degli altri tubi, varia, perciò il segnale appare sul cerchio come mostrato in fig. 20. Se tra 3-4 si applica una tensione a dente di sega di frequenza sottomultipla di quella dell'onda sinoidale applicata fra 1-2, si ottiene una traccia a spirale come indica la fig. 21. Detto f_s la frequenza dell'onda sinoidale fra 1-2; f_1 la frequenza dell'onda a dente fra 3-4; se $f_s = nf_d$, il guadagno dei tubi amplificatori varia continuamente durante gli n cicli sinoidali occorrenti per esaminare un ciclo a f_d; poichè il guadagno aumenta da zero ad un massimo durante questo tempo, il pennello catodico descrive un cerchio di diametro crescente durante l'andata del dente, quindi ritorna al centro dello schermo durante il ritorno del dente di sega. Se n non è intero la spirale si inverte. Quanto si è ora detto è valido per tubi catodici a deflessione elettrostatica, ma è evidente che è ancora valido per tubi catodici a deflessione elettromagnetica, con la sola variante di sostituire nel doppio sistema in controfase ai tubi amplificatori di tensione, dei tubi amplificatori di corrente.

FINE

Si sono formati in Francia dei « Teleclubs » rurali presso i quali si riuniscono i telespettatori sprovvisti di televisore domestico. Mediante una modesta quota mensile è così possibile a molti teleamatori che per qualsiasi ragione non siano in grado di possedere un televisore proprio, di assistere quotidianamente alle trasmissioni TV. Inoltre presso tali « Teleclubs » si trovano libri e riviste di radio e televisione, e periodicamente vengono tenute conferenze esplicative di tecnica televisiva.

I disturbi reciproci dei televisori fra di loro sono stati l'oggetto di una recente riunione del « Comité Supérieur des Télécomunications » a Parigi. E' stato appurato che alcuni ricevitori possono dare a 30 metri un campo disturbante oltre i 50 microvolt/metro.

Mediante opportune precauzioni costruttive è possibile ridurre tale campo a meno di 10 microvolt/metro, valore questo, tollerabile.

La produzione britannica dei televisori ha annunciato una riduzione di prezzi dal 15 al 20% onde rendere sempre più popolare la televisione.

Le organizzazioni di categoria dei produttori e rivenditori si sono accordati sulla formula 15% di sconto ai rivenditori senza servizio assistenza, 25% con servizio assistenza.

L'aumento delle vendite ha compensato largamente il sacrificio di uno sconto minore.

Il Governo francese ha allo studio un disegno di legge secondo il quale sino al 1955 i televisori di costruzione nazionale nonchè valvole e tubi catodici pure di costruzione nazionale saranno esenti da qualsiasi tassa.

Si ritiene che questo provvedimento varrà ad incrementare notevolmente le vendite dei televisori.

La grande concorrenza nella produzione dei tubi catodici in America ha fatto notevolmente ridurre i prezzi. Infatti il prezzo di un tubo da 17 pollici rettangolare è oggi inferiore a quello di un tubo da 10 pollici rotondo del 1950.

E' questo il grande beneficio per il pubblico dovuto alla concorrenza in questo settore, beneficio che difficilmente si potrà avere in altre Nazioni ove verranno adottati provvedimenti protettivi per l'industria locale.

CRITERI D'IMPOSTAZIONE DI UN TELEVISORE ITALIANO (PARTE SECONDA)

di ALESSANDRO BANFI

Dalla placca della prima sezione della ECC81 con un accoppiamento diretto si va in griglia della seconda sezione dalla cui placca e catodo sono derivati i segnali per il discriminatore del controllo automatico di frequenza di riga (EB41). Dal catodo della stessa sezione viene derivato il segnale di quadro che dopo la catena di integrazione viene amplificato dalla EF80 per pilotare l'oscillatore di quadro.

GRUPPO DEFLESSIONI DI RIGA

L'oscillatore principale è del tipo multivibratore sincronizzato. La valvola impiegata è un doppio triodo ECC81 ed ha su una delle placche il circuito oscillante accordato su 15625 Hz. Il segnale a dente di sega uscente sull'altra placca pilota direttamente la finale di riga PL 81. Il trasformatore d'uscita di riga porta già montato la raddrizzatrice di altissima tensione (13 kV) EY51 (Fig. 11).

Il trasformatore è con nucleo in ferroxcube ed è studiato in modo di avere un alto rendimento, tanto da essere adatto anche per tubi catodici a grande angolo (70°), come ad esempio il 17 pollici, assicurando in pari tempo una alimentazione d'alta tensione di 13 kV con una erogazione di corrente della amplificatrice PL81 di soli 75÷90 mA.

Poichè nei montaggi ad alto rendimento, come il nostro, il consumo e la linearità della deflessione dipendono in gran parte dalla forma del segnale applicato in griglia della finale, si consiglia di seguire scrupolosamente lo schema ad noi indicato (Fig. 12).

Le valvole da utilizzarsi potranno essere dei tipi seguenti:

V_1 = 6J6 - 12AT7 - ECC81
V_2 = 6CD6 - PL81 (fil. V. 21,5)
V_3 = 6W4 - 6AX5 - PY80 (fil. V. 19)
V_4 = 1B3 - EY51.

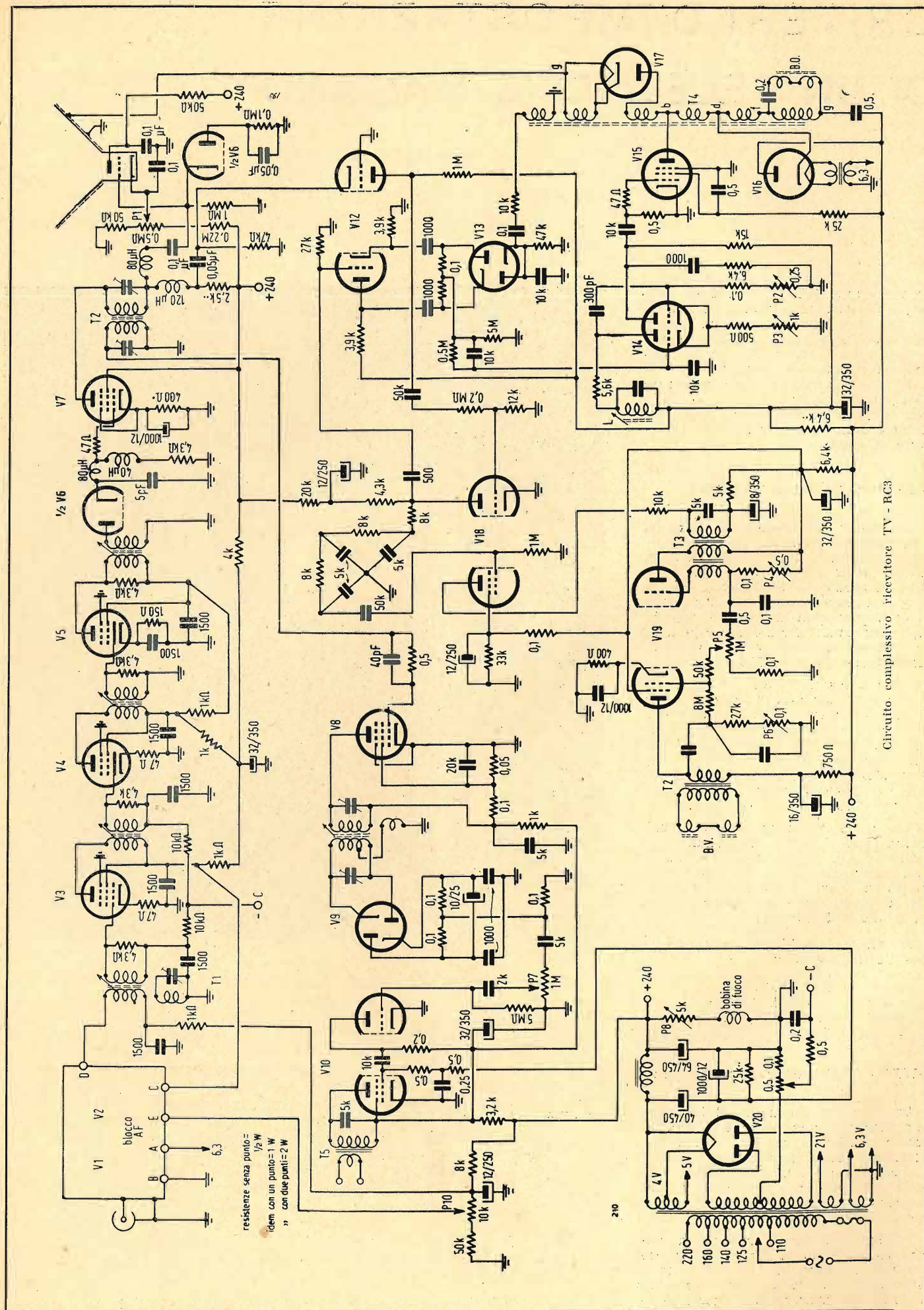
Fig. 11. - Trasformatore uscita deflessione orizzontale e alta tensione anodica.

GRUPPO DEFLESSIONI DI QUADRO

Una sola valvola doppia ECL80 assicura un'ampia deflessione di quadro. La sezione triodica è montata ad oscillatore blocking e pilota direttamente la seconda sezione pentodica. Quest'ultima attraverso un trasformatore d'uscita di adatto rapporto alimenta le bobine di deflessione (Fig. 13).

Il segnale di sincronizzazione di quadro viene inviato al trasformatore del blocking mediante una amplificatrice a pentodo, la cui uscita è connessa a un terziario del trasformatore stesso. Si ot-

Fig. 12. - Circuito sincronizzazione e deflessione orizzontale.

Circuito complessivo ricevitore TV - RC3

tiene in questo modo un ottimo agganciamento del sincronismo di quadro, il chè dà all'immagine una stabilità notevole.

Volendo usare altri tipi di valvole, diamo in fig. 14 uno schema adatto a tale scopo. In esso è possibile usare per V_1 uno dei seguenti tipi:

Mezza sezione di 6J6; 12AT7; ECC81 ovvero una 6AU6 a triodo.

Per V_2 è possibile usare uno dei tipi: 6AQ5; 6P9; EL41; PL82.

GRUPPO RIVELAZIONE E AMPLIFICAZIONE AUDIO

Il canale sonoro nell'apparecchio R.C.3 è trattato secondo lo schema cosidetto « intercarrier ». Cioè la portante audio viene amplificata assieme alla portante video ed il segnale audio risultante dal battimento interno fra le due portanti, viene prelevato all'uscita della amplificatrice video sotto forma di portante a 5,5 MHz modulata in frequenza.

Dopo una valvola amplificatrice-limitatrice, il segnale viene discriminato da un doppio diodo montato come rivelatore a rapporto (ratio-detector), il che dà un certo vantaggio nei riguardi del rumore di fondo.

L'oscillazione in bassa frequenza così ottenuta, viene amplificata da una prima sezione triodica della ECL80, quindi ulteriormente amplificata dalla sezione pentodica, dalla quale, a mezzo di un trasformatore di adatto rapporto, viene trasferita all'altoparlante.

TUBO CATODICO E RELATIVI ORGANI DI LAVORO

L'apparecchio R.C.3 è previsto normalmente per l'impiego di un tubo catodico di tipo europeo da 14 pollici (MW 36) a schermo rettangolare; tuttavia, senza varianti sostanziali, potrebbe essere montato un tubo circolare del tipo da 10 o 12 pollici (MW22 o MW31).

Per questo montaggio occorre sostanzialmente variare i supporti meccanici del tubo e regolare i potenziometri interni all'apparecchio in sede di messa a punto allo scopo di ridurre leggermente l'ampiezza delle deflessioni.

Pur avendo fatto riferimento a tubi catodici di tipo europeo, nell'apparecchio R.C.3 potranno essere usati anche tubi di tipo analogo americano (10, 12, 14 quadro (Fig. 15).

Con qualche leggera variante meccanica costruttiva si potrà utilizzare anche il tubo da 17 pollici.

Il tubo catodico viene fissato al telaio mediante due squadrette rivestite in gomma e un collare di tenuta con fascia di gomma a contatto del tubo. Sul collo del tubo sono montate, a cominciare dallo zoccolo: la trappola jonica che deflette in modo particolare il pennello elettronico per bloccare gli joni; la bobina di fuoco che crea un campo magnetico assiale tale da rendere nitida la traccia delle righe, e infine il gruppo delle bobine di deflessione sagomate in modo tale da dare un minimo di distorsione sul quadro.

La bobina di fuoco è supportata da una squadra metallica che va fissata al telaio principale e, mediante due galletti, consente di orientare in fase di funzionamento l'asse magnetico della bobina di focalizzazione stessa.

La modulazione video del pennello elettronico avviene per controllo di griglia del tubo catodico.

ALIMENTAZIONI

L'alimentazione è di tipo tradizionale secondo uno schema normalmente applicato nei radioricevitori.

Un trasformatore da 190 W con primario a prese universali permette l'inserzione a qualunque rete italiana (125, 140, 160, 220 V). Il secondario d'alta ten-

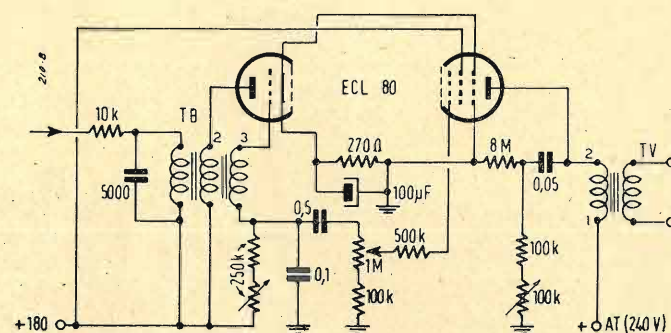



Fig. 13. - Circuito sincro e deflessione verticale; 1ª versione con valvola ECL80.

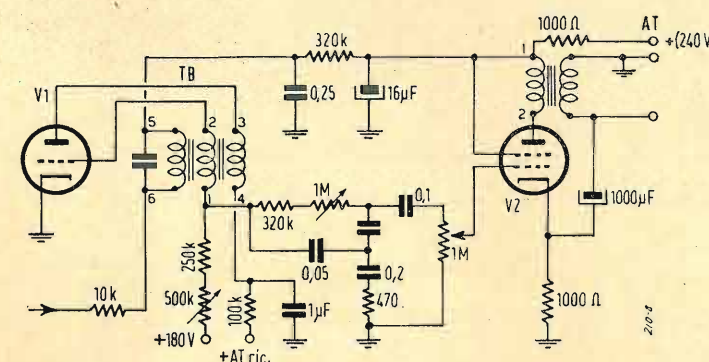



Fig. 14. - Circuito sincro e deflessione verticale; 2ª versione con valvole americane.

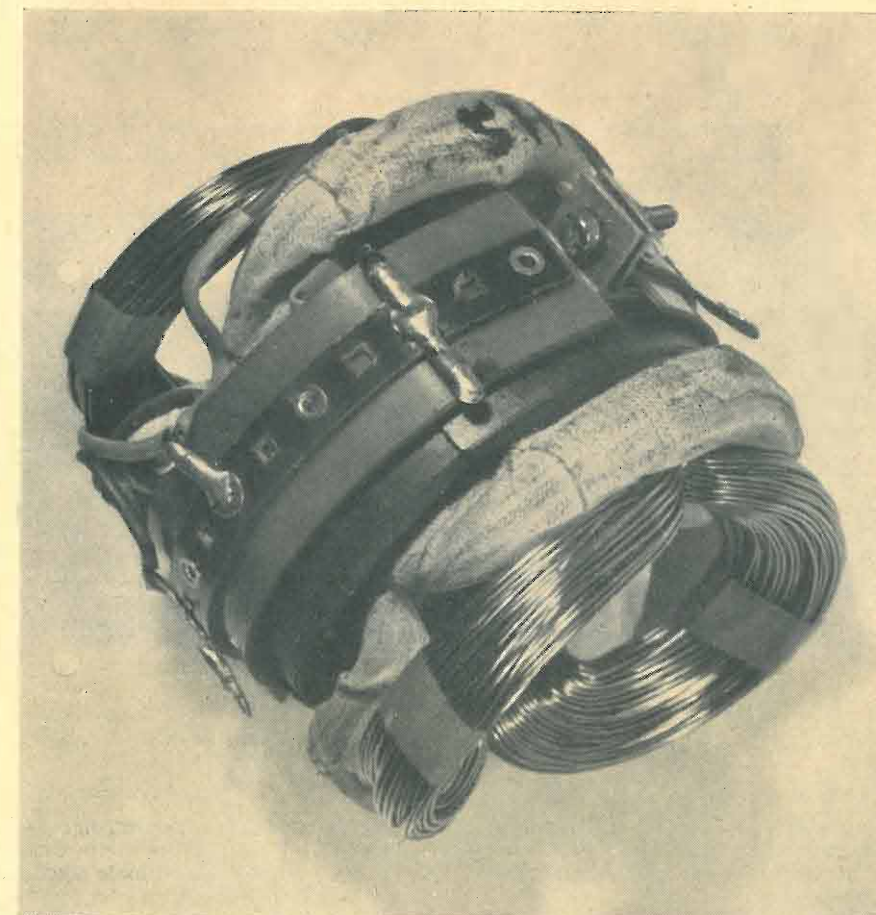
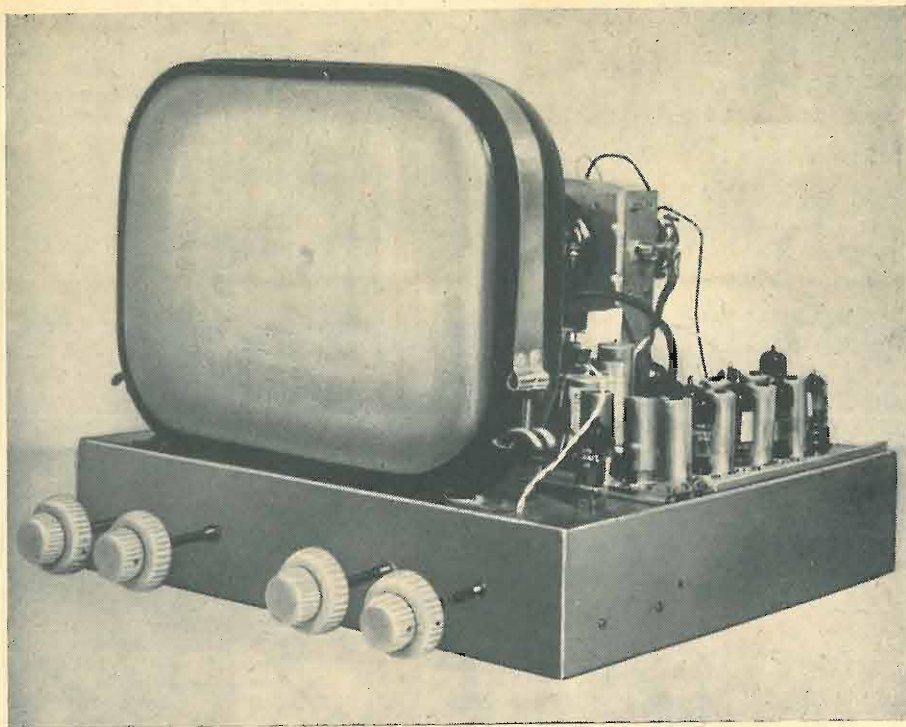



Fig. 15. - Giogo di deflessione.

Il televisore RC3 completamente montato con tubo catodico rettangolare da 14 pollici.

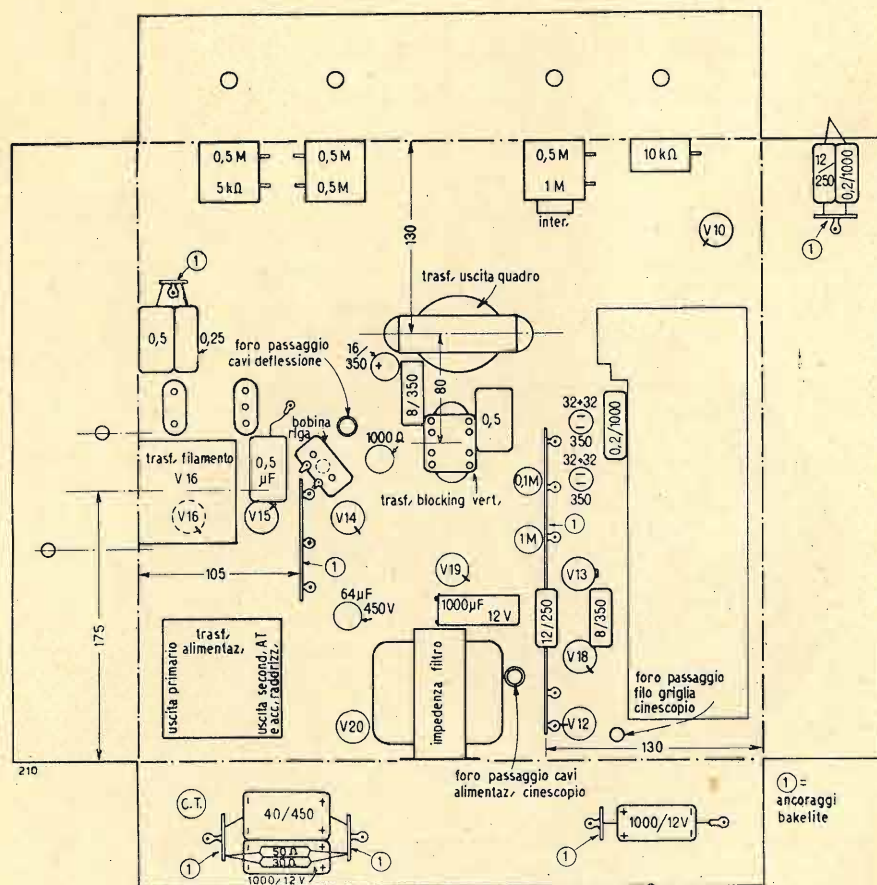



Fig. 16. - Disposizione di montaggio componenti sullo chassis.

sione 2x290 V è separato con schermo elettrostatico dal primario. Il secondario d'accensione della raddrizzatrice ha una presa per 4 ed una per 5 V per poter utilizzare indifferentemente sia raddrizzatrici di tipo europeo, che di tipo americano.

Il secondario per l'accensione delle valvole a 6,3 V è di abbondante sezione consentendo anche l'eventuale aggiunta di due valvole oltre a quelle previste nel nostro schema. Un altro secondario fornisce i 21 V necessari per l'accensione della PL81.

Un secondo schermo elettromagnetico è montato all'esterno del trasformatore allo scopo di ridurre il flusso disperso che può provocare qualche disturbo al tubo catodico del televisore che si trova nelle vicinanze.

La valvola ricuperatrice PY80 ha una accensione separata ad alto isolamento e bassa capacità cui provvede un trasformatore separato 6,3/19 V.

Il filtraggio della corrente continua di alimentazione è assicurato da una cellula con induttanza e capacità ampiamente dimensionate. Alcuni disaccoppiamenti con abbondante filtraggio supplementare provvedono alle alimentazioni particolari di alcune sezioni di circuiti. particolari di alcune sezioni del circuito, il cui schema generale è qui riportato.

MONTAGGIO E MATERIALI

Tutti i componenti andranno montati su uno « chassis » metallico della forma indicata in fig. 16 (vista da sotto) che potrà essere anche acquistato già pronto e forato. I collegamenti circuitali saranno effettuati in modo analogo a qualsiasi apparecchio radio.

La parte più delicata della costruzione è rappresentata dalla taratura ed allineamento delle medie frequenze nei rispetti del video e del suono.

L'ideale sarebbe di disporre di un adatto « sweep generator » ed oscilloscopio. In mancanza di questi strumenti, si potrà supplire con un oscillatore (non modulato) di buona taratura ed un diodo al germanio connesso con un microamperometro, ricavando con un po' di pazienza delle curve per punti successivi riportati su un grafico.

In genere si usa procedere per gradi, allineando prima le due ultime m.f. (3ª e 4ª), inserendo poi la 1ª e 2ª m.f. sino a riottenere la stessa curva di sintonia, la quale andrà poi appiattita ed allargata a 4÷5 MHz sfalsando le sintonie delle due m.f. centrali (2ª e 3ª).

Il circuito trappola accoppiato al primo trasformatore (nucleo in basso del 1° trasformatore m.f.) andrà tarato su 24 MHz.

La sezione « audio » andrà tarata con un oscillatore a 5,5 MHz inserito dopo il rivelatore video; la taratura e bilanciamento del discriminatore dovranno essere eseguite secondo la prassi normale pei ricevitori radio a M.F.

*

Per chi non fosse sufficientemente aggiornato in tecnica TV consigliamo la lettura dell'interessante libro testè uscito di E. Aisberg: **« La Televisione è una cosa semplicissima »** - Casa Editrice « il Rostro » - Milano e per chi voglia ulteriormente approfondirsi, l'iscrizione al **1° Corso Nazionale di TV per Corrispondenza**, iniziativa italiana sotto il controllo permanente del Ministero della Pubblica Istruzione.

LA RAI - TV COMUNICA

Per aderire alle richieste di numerosi industriali e commercianti, oltre le normali trasmissioni televisive quotidiane dalle ore 21 alle ore 22,30 circa e saltuariamente anche dalle ore 17 alle ore 18,30, verranno effettuate delle trasmissioni fisse di « monoscopio » tutti i giorni a partire dal 1 dicembre 1952, dalle ore 10 alle ore 12, dalle ore 16,30 alle ore 17 e dalle ore 23,30 alle ore 24, salvo un giorno di riposo settimanale variabile in quanto non è possibile, per il momento, prevederlo in modo fisso.

rassegna della stampa

Un misuratore e un generatore di impulsi telefonici (*)

di Marcello Indiati

Per il collaudo e la messa a punto di apparecchiature per la segnalazione a codice e la telesezione occorre una particolare attrezzatura di misura degli impulsi emessi dai relè ripetitori; agli strumenti impiegati a tale proposito vengono richieste delle prestazioni piuttosto poco comuni in questo campo e una notevole precisione.

Per misure di questo genere sono state realizzati dall'A. il misuratore ed il generatore d'impulsi qui descritti.

Premettiamo che con la dizione « impulsi telefonici » intendiamo riferirci alle correnti che percorrono un circuito alimentato con tensione continua e alternativamente aperto e chiuso da un contatto a comando meccanico quale quello di un relè, di un disco combinatore, ecc. Una grandezza caratteristica di questi impulsi, quando essi hanno carattere periodico, è il rapporto fra la parte del periodo in cui il contatto è chiuso, e l'intero periodo. Di qui in avanti indicheremo tale rapporto come « caratteristico ». La misura di questo rapporto, di uso comune per il combinatore dell'apparecchio telefonico automatico, viene in genere effettuata con uno strumento a bobina mobile per corrente continua al quale è stata conferita, elettricamente o meccanicamente, una costante di tempo sufficientemente elevata. Esso misura la corrente media del circuito percorso dagli impulsi, corrente media evidentemente proporzionale al rapporto caratteristico, nel caso di impulsi ad andamento rettangolare. Vi è però un limite per il valore della costante di tempo di questo strumento, determinato dal fatto che esso deve arrivare a regime nel tempo corrispondente al passaggio di pochi impulsi di corrente; ciò provoca una notevole oscillazione residua dell'indice, che diminuisce inevitabilmente la precisione della misura, tanto che essa risulta insufficiente nei casi già citati. Con il filtraggio molto spinto, si possono fortemente attenuare le componenti alternate della corrente e quindi assicurare all'ago dello strumento indicatore la necessaria stabilità. Questo criterio è stato seguito nella realizzazione del nuovo misuratore di rapporto d'impulsi, indicato nello schema di fig. 1.

In questo strumento si è raggiunta la precisione voluta (errore inferiore all'1% del valore del rapporto) a scapito del rapido arrivo a regime, per il quale occorre qualche diecina di periodi: esso sarebbe perciò inadatto per la misura su un disco combinatore. E' stato poi preferito, per la effettuazione della misura, il metodo di zero invece che uno a lettura diretta, poichè il primo assicura una precisione e una sicurezza maggiori.

Lo strumento è sostanzialmente costituito di un filtro passa basso con frequenza di taglio di circa 7 Hz formato di una cellula a T e K costante e di una cellula m derivata con frequenza di attenuazione infinita pari a 10 Hz; esso viene aperto e chiuso alternativamente, dal contatto sotto misura, su una sorgente di corrente continua.

La resistenza di chiusura del filtro è percorsa da una corrente praticamente continua e di intensità proporzionale al rapporto da misurare; la d.d.p. che si verifica ai capi di questa resistenza è paragonata con metodo potenziometrico, ad una tensione di confronto prelevata dalla stessa sorgente che alimenta il filtro. Di tale tensione viene inserita una frazione variabile mediante apposito comando; quando le due tensioni confrontate sono uguali, lo strumento indica lo zero e il rapporto voluto si legge, in valore percentuale, direttamente sulle manopole di comando, delle quali una indica le decine e l'altra le unità.

Poichè la precisione dello strumento dipende in modo sostanziale dalla costanza delle varie resistenze elettriche del circuito, queste sono state realizzate con manganina, mentre gli avvolgimenti delle induttanze sono evidentemente fatti con filo di rame.

Per questo è stata inserita, sul circuito che dà la tensione di confronto, una resistenza ugualmente di rame, che realizza

Fig. 1

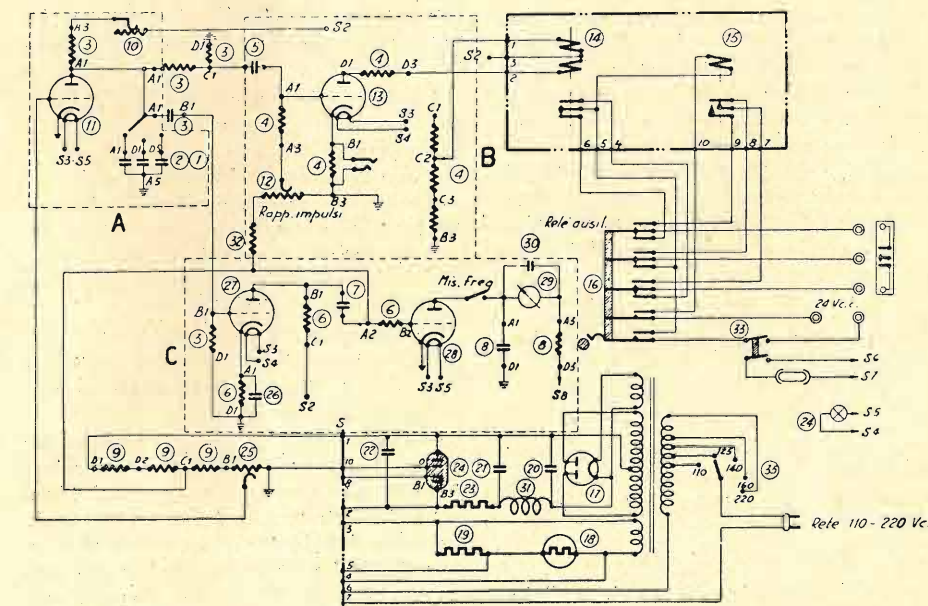



Fig. 2

(*) *Telecomunicazioni*, vol. V, n. 8, pag. 376 e segg.

una compensazione automatica delle variazioni dovute alla temperatura. Inoltre, poichè sia la tensione che alimenta il filtro sia quella di confronto sono prelevate dalla stessa sorgente, la misura è indipendentemente dalla tensione di alimentazione dello strumento.

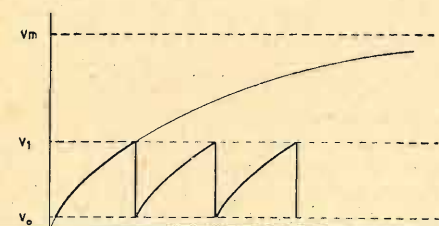



Fig. 3

Naturalmente le caratteristiche di assorbimento dello strumento stesso sono tali da non provocare scintillio del contatto sotto misura: in tal modo anche i più delicati contatti di relè polarizzati possono essere inseriti senza danno, e si evita che lo scintillio possa alterare le caratteristiche degli impulsi misurati.

Il generatore d'impulsi telefonici (fig. 2) eroga degli impulsi di carattere periodico, generati dal contatto di scambio di un relè di frequenza e rapporto caratteristico variabili con continuità.

do della tensione a dente di sega, vale la espressione:

$$V_1 - V_o = V_m\, T/RC = V_m/fRC$$

Poichè i valori V_1, V_o e V_m sono costanti si ha che l'ampiezza $V_1 - V_o$ della tensione generata è anch'essa costante, e che la frequenza è legata alle costanti del circuito della relazione:

$$1/fRC = K$$

Per ottenere allora la variazione della frequenza degli impulsi si è realizzata la capacità C con tre diversi condensatori, che si possono inserire e commutare a mezzo di una manopola. Con questa si stabiliscono tre bande di frequenza, mentre un potenziometro a caratteristica iperbolica, collegato ad un'altra manopola, fa variare la resistenza R e serve per la regolazione fine e continua.

La tensione a dente di sega viene trasmessa ad un tubo amplificatore (fig. 2B) sul circuito anodico del quale è inserito un relè polarizzato. La griglia del tubo ha una polarizzazione di riposo al di sotto dell'interdizione, per cui si ha passaggio di corrente anodica, e quindi attrazione del relè, soltanto in corrispondenza dei picchi della tensione impressa. La durata di questi impulsi di corrente anodica è una frazione del periodo della tensione a denti di sega; tale frazione varia se varia la polarizzazione della griglia e le due grandezze

Fig. 4

sono evidentemente legate da una relazione lineare (fig. 4 che rappresenta il caso ideale in cui la corrente anodica del tubo vari bruscamente da zero a un valore finito in corrispondenza del potenziale di interdizione). La manopola collegata al potenziometro della polarizzazione di griglia permette allora di variare in modo continuo la durata degli impulsi della corrente anodica e quindi il rapporto di impulsi del relè.

Il contatto di scambio del relè polarizzato costituisce l'uscita dello strumento. Tale contatto non può sopportare dei carichi molto notevoli; è possibile allora inserire un relè ausiliario che è pilotato da quello polarizzato ed ha dei contatti capaci di sopportare carichi maggiori. Il relè ausiliario funziona regolarmente fino alla frequenza di circa 30 Hz.

Del generatore fa parte un circuito (fig. 2C) misuratore della frequenza degli impulsi emessi, basato sul principio descritto qui di seguito.

La tensione a denti di sega dell'oscillatore a rilassamento viene prelevata mediante un circuito a resistenza-capacità che funziona da derivatore, per cui ai capi della resistenza del circuito stesso esiste una caduta di tensione che ha l'andamento rappresentato nella fig. 5. Gli impulsi così ottenuti vengono trasmessi tramite uno

La banda delle frequenze ottenibili è 5÷50 Hz; i rapporti possono variare dallo 0% (apertura permanente del contatto) al 100% (chiusura permanente); per i valori in vicinanza degli estremi si hanno però delle piccole zone d'incertezza dovute alle caratteristiche meccaniche del relè costretto a lavorare in condizioni critiche.

Lo strumento contiene, come parte fondamentale un generatore di tensione a dente di sega (fig. 2A) di ampiezza costante e di frequenza variabile, realizzato con il noto circuito costituito da resistenza, condensatore e tubo a scarica.

Detta V_m (fig. 3) la tensione anodica di alimentazione del tubo a scarica, la tensione $v - V_o$ ai capi del condensatore (V_o è la tensione di disinnesco del tubo) ha la nota espressione:

$$v - V_o = V_m\, [1 - exp\,(-t/RC)]$$

di cui lo sviluppo in serie fornisce la formula semplificata:

$$v - V_o = V_m\, [t/RC - 1/2\,(t/RC)^2 + 1/6\,(t/RC)^3]$$

e che, tenendo conto dei valori conferiti alla resistenza e alla capacità, può essere, per quel che qui attiene, ancora semplificata:

$$v - V_o = V_m\, t/RC$$

Se con V_1 indichiamo la tensione di innesco del tyratron e con $T = 1/f$ il perio-

stadio separatore-invertitore, alla griglia di un tyratron sul cui circuito anodico sono inseriti una forte resistenza in serie ed un condensatore in parallelo.

Il tyratron è normalmente in condizioni di riposo, a causa dell'alto valore della polarizzazione negativa di guida; l'arrivo

Fig. 5

dell'impulso positivo sblocca però il tubo attraverso il quale si scarica il condensatore. Il valore della tensione ai capi di esso scende allora al di sotto di quello di disinnesco, e la scarica si arresta, mentre il condensatore si carica di nuovo attraverso la resistenza. Naturalmente la costante di tempo del complesso resistenza-condensatore è tale che in ogni caso all'arrivo di un nuovo impulso sulla griglia, il tyratron è sicuramente bloccato e nel suo circuito anodico si è completamente esaurito l'impulso di corrente precedente.

Nel circuito anodico del tyratron passa allora una scarica elettrica costante per ogni impulso di tensione conferito alla griglia e quindi il valore medio della corrente che percorre lo strumento è rigorosamente proporzionale al numero d'impulsi che passano nell'unità di tempo. Questo numero rappresenta la frequenza della tensione a denti di sega e quella degli impulsi del relè di uscita, e perciò lo strumento, a scala lineare, può essere direttamente tarato in hertz.

La stabilità nel tempo delle caratteristiche del generatore è legata alla costanza delle tensioni di alimentazione e di alcuni elementi dei circuiti quali ad esempio il condensatore di scarica e il tyraron del misuratore di frequenza, la tensione di alimentazione del tubo amplificatore ecc. Per le tensioni si è provveduto incorporando nello strumento un alimentatore stabilizzato, ed inoltre il relè polarizzato ha i due avvolgimenti inseriti in maniera tale che eventuali piccole variazioni della tensione anodica siano compensate.

Sul misuratore di frequenza si è montato un condensatore a mica ad alta stabilità ed è stata realizzata l'inserzione del tyratron con un pulsante a posizione instabile per ridurre la durata nei periodi di lavoro del tubo.

(Trigger)

Esposizione Radio e TV in Germania

La Nordwestdeutsche Ausstellungsgesellschaft M.B.H. di Düsseldorf comunica che la Grande Esposizione Radio e Televisione a Düsseldorf avrà luogo dal 29 agosto al 6 settembre 1953.

Generatore di bassa frequenza di basso costo (*)

di J. Whitaker (W 2 BFB)

Si tratta di un generatore di bassa frequenza di tipo particolare che per le sue caratteristiche potrebbe venir costruito anche con l'impiego di un tubo doppio tipo GF8-GSN7 o simili.

R1 = 1.000 ohm, 1 W; R2 = vedi testo; R3 = 100 kohm, ½ W; R4 = 100 kohm, pot.; R5 = 800 ohm, 1 W; R6 = 100 ohm, 5 W, filo; R7 = 25 ohm, 5 W, filo; R8 = 1.500 ohm, 2 W; C1 = vedi testo; C2 = 10.000 pF, 200 V; C3 C4 = 2 × 20 microF, 150 V, elett.; T1 = trasformatore per pilotaggio di pushpull con rimosso parte del ferro come indicato nel testo; T2 = trasformatore di uscita per pentodo 7000/3 ohm; Rect. = Rettificatore al selenio per 120 V

Il tipo di oscillatore è l'Hartley. Del ferro del trasformatore di uscita va conservato solo il T montando al posto del pacchetto di lamelle lineari a chiusura del circuito magnetico un parallelepipedo di legno di eguali dimensioni.

In tal modo se l'induttanza risulta fortemente ridotta è evitato il pericolo di saturazione del ferro con conseguente fortissima distorsione.

Tuttavia per avere una forma d'onda quasi pura (2-3 %) è necessario ridurre l'ampiezza dell'oscillazione al punto di innesco o poco più avanti.

E' bene infatti notare che il segnale si stabilizza sempre a spese della caratteristica anodica portando cioè la corrente ai valori corrispondenti alla curva caratteristica nel ginocchio superiore ed inferiore.

La resistenza R_2 che deve essere regolata una volta per tutte all'atto della messa a punto finale ha precisamente il compito di regolare l'ampiezza dell'oscillazione e da fare da armatura superiore di un partitore la cui armatura inferiore è costituita dalla impedenza caratteristica dinamica del circuito risonante.

Tale resistenza ha un massimo per la frequenza di risonanza ed è molto inferiore per le armoniche diminuendo sempre di più per l'aumentare dell'ordine di queste dato che la via che a queste si offre è data dal condensatore C_1 di risonanza.

Con una semplicissima messa a punto (regolando quindi al massimo compatibilmente colla stabilità dell'oscillazione) della R_2 è possibile ottenere una buona forma d'onda che estende l'applicazione di questo semplicissimo oscillatore a qualche cosa di più che non alla funzione di oscillofono. Naturalmente il pentodo che segue per la massima uscita può introdurre il suo 5-6 % di distorsione. E di questo si deve tener conto.

Per ottenere altre frequenze oltre ai 500 Hz per cui è stato approntato l'apparato (C_1 circa 10.000 pF) è sufficiente alterare il valore di C_1 diminuendolo od aumentandolo a seconda della frequenza desiderata.

(Sim)

(*) *Radio & Television News*, XLII, n. 2, pag. 40.

Voltmetro a valvola tipo cathode - follower (*)

di J. Schultz

Si tratta di una semplice realizzazione di voltmetro a valvola ad alta portata finale (1000 V).

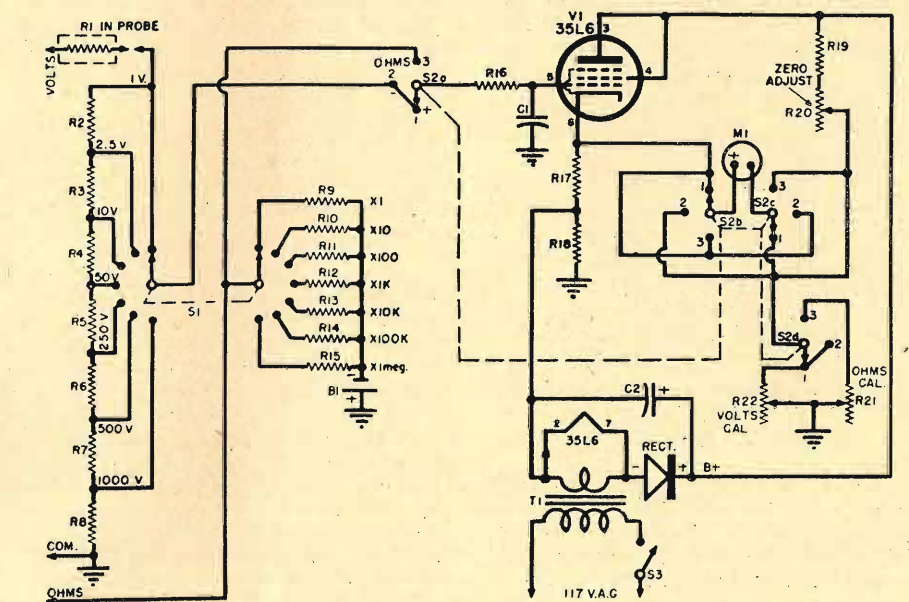
Il trasformatore di alimentazione è particolarmente ridotto. La stessa tensione di filamento (24 V) rettificata viene impiegata per l'anodica.

L'alimentazione di filamento (24 V) ridotta come si vede rispetto al valore nominale (35 V) ha il compito di portare al punto morto la corrente di griglia « ionica » del tubo e quindi di garantire un'alta impedenza d'ingresso.

La controreazione catodica e l'impostazione dello schema a ponte stabilizzano considerevolmente la taratura iniziale dello zero che non richiede ulteriori ritocchi anche se nel circuito non è presente un tubo stabilizzatore di tensione.

Lo strumento è di costruzione robusta essendo la sensibilità di 1 mA fondo scala. Questo è uno dei pregi dello strumento; esso infatti risulta così di costo sensibilmente ridotto e permette le prove relative a qualsiasi dilettante.

L'alta pendenza del tubo (maggiorata dal fatto che la griglia schermo risulta collegata alla placca) è il fattore fondamentale che permette una sensibilità così bassa da parte dello strumento.

Lo schema di fig. 1 è molto semplice e

R1 R14 = 1 Mohm, ½ W; R2 = 7 Mohm; R3 = 3 Mohm, ½ W; R4 = 800.000 ohm, ½ W; R5 = 160.000 ohm, ½ W; R6 = 20.000 ohm, ½ W; R7 R8 R12 = 10.000 ohm, ½ W; R9 = 10 ohm, ½ W; R10 = 100 ohm, ½ W; R11 = 1.000 ohm, ½ W; R13 = 100.000 ohm, ½ W; R15 = 10 Mohm, ½ W; R16 = 500.000 ohm, ½ W; R17 = 1.000 ohm, 1 W; R18 = 152 ohm, 1 W; R19 = 2.500 ohm, 1 W; R20 = 5.000 ohm, pot. filo; R21 = 1.000 ohm, pot. filo; R22 = 500 ohm, pot. filo; C1 = 10.000 pF; C2 = 70 microF, 150 V, elett.; S1 = commutatore, 2 vie, 7 posiz.; S2 = commutatore, 4 vie, 3 posiz.; S3 = interruttore rete; T1 = trasformatore con uscita a 24 V; Rect. = rettificatore, 150 V, 75 mA; M1 = strumento, 0,1 mA, p. scala.

(*) *Radio & Television News*, XLII, n. 2, pag. 52.

richiede poco commento. Il catodo è fortemente polarizzato così da consentire una forte polarizzazione tramite la resistenza R_{17}. La R_{18} polarizza in senso opposto la griglia. Il gruppo R_{16}-C_1 serve a « pulire » la c.c. che si misura da tracce di alternata. In tal modo se la costante di tempo meccanica dell'equipaggio dello strumento è sufficientemente alta questo voltmetro potrà misurare una tensione continua anche se ad essa è sovrapposta dell'alternata, anche in pari valore.

Per la precisione dello strumento è necessario che i valori delle resistenze dei partitori siano per quanto possibile rispettati. (*Sim*)

assistenza TV

Mi sono costruito un televisore utilizzando i materiali acquistati presso una nota Ditta milanese.

Funziona tutto regolarmente, ma la immagine ricevuta dall'emittente RAI di Milano, non è molto nitida, in quantochè nel monoscopio che mi appare sullo schermo riesco appena a distinguere le righe del settore verticale accanto alla cifra 2MHz.

Da cosa può dipendere?

A. Agrati - Pavia

Ella non è ben chiaro nella descrizione che ci fa dell'aspetto del « monoscopio » R.A.I.

Comunque ci sembra di capire, se tutto funziona regolarmente come lei dice, che si tratti di mancanza di definizione causata da imperfetto allineamento del canale video (media frequenza) come pure da cattivo responso del rivelatore e stadi amplificatori video successivi. Occorre procedere per ordine, con buoni strumenti di misura usati da persona capace.

●

Vi sarei grato se vorrete indicarmi come posso collegare il mio televisore americano con ingresso d'antenna a 300 ohm simmetrico ad un'antenna esterna con discesa in cavo coassiale 75 ohm.

G. Mentasti - Piacenza

All'estremità del cavo coassiale 75 ohm adatterà uno spezzone dello stesso cavo (ripiegato su se stesso e collegato come risulta dallo schizzo qui riportato) lungo 55 cm. per l'onda di Milano T.V.

L'uscita simmetrica avente un'impedenza di 2×75=150 ohm verrà chiusa su una resistenza di 300 ohm ai capi della quale collegherà l'entrata d'antenna 300 ohm del suo televisore.

●

Dopo alcuni minuti che funziona il mio televisore, un Admiral americano da 20 pollici, si sente uscire dall'apparecchio un caratteristico odore di ozono. E' dannoso ciò?

Da cosa dipende?

A. Bertani - Milano

La formazione di ozono è molto frequente nei televisori con tensioni anodiche del tubo catodico dell'ordine di 15 kilovolt ed anche meno e ciò non porta pregiudizio alcuno all'apparecchio stesso.

Tutto il circuito E.A.T. è suscettibile di emettere ozono, che è prodotto da scariche oscure continue nell'interno dell'apparecchio.

●

Il mio televisore di marca americana funziona bene in linea di massima. Noto solamente che a destra di zone nere dell'immagine ove queste passano bruscamente al bianco, vi sono delle strette righe verticali (3 o 4) bianche e nere d'intensità decrescente.

Da cosa può dipendere?

A Maglio - Novara

Il suo inconveniente potrebbe essere causato da cattivo raccordo fra l'antenna ed apparecchio. Però tali riflessioni (ed eventualmente altre captate dall'antenna) dovrebbero essere visibili su tutta l'immagine causandone un vero e proprio sdoppiamento.

Se il suo inconveniente è localizzato ai soli bruschi passaggi da nero a bianco o viceversa, è molto probabile sia dovuto ad « overshoots » causati da inadatto valore delle bobine di compensazione video o da imperfetto allineamento della m.f. (troppo sovraccopiate). Tali inconvenienti sono frequenti nei televisori americani trasformati per lo standard italiano a causa della maggior larghezza di banda video (5 MHz) presente, nei rispetti di quella originale americana (3÷4MHz).

●

Sarei grato se mi vorreste indicare il presumibile motivo pel quale sultuariamente, durante il funzionamento del mio televisore di marca americana, l'immagine diviene ad un tratto negativa, cioè i bianchi si invertono coi neri.

A. Rosa - Milano

Un inconveniente del genere può dipendere da svariate cause; prima fra tutte un forte sovraccarico del segnale, causato, ad es. da qualche contatto o collegamento incerto nel circuito del controllo automatico del guadagno (A.G.C.).

Inoltre una cattiva sintonia (anche essa variabile saltuariamente per qualche contatto accidentale), l'interruzione discontinua di una bobinetta di correzione (peaking coil), od un'anomalia saltuaria nel circuito dell'oscillatore locale possono essere la causa del difetto.

Anche tubi elettronici difettosi inseriti nei circuiti ora accennati potrebbero provocare l'inconveniente; come pure anche il tubo catodico difettoso potrebbe esserne la causa. La consigliamo di rivolgersi ad un buon tecnico provvisto di una adeguata scorta di valvole per le necessarie sostituzioni di prova.

●

Ho deciso di acquistare un televisore e vi chiedo un consiglio circa le dimensioni dello schermo di visione. Qualcuno mi ha detto che lo schermo da 14 pollici è troppo piccolo suggerendomi uno schermo da 20 pollici.

Cosa mi dite?

G. Bologna - Bergamo

Le dimensioni dello schermo sono in stretto rapporto con l'uso del televisore. Se esso deve essere installato in una camera d'appartamento di dimensioni normali (m. 4 × 5) uno schermo di 14 pollici è più che sufficiente: ne guadagnerà in definizione e vedrà meno la rigatura.

Uno schermo più grande deve essere osservato a maggiore distanza per non vedersi più le righe; naturalmente esso consentirà l'osservazione ad un maggior numero di persone riunite in un locale più grande.

Tenga comunque presente che agli effetti pratici, gli svantaggi di un tubo catodico di grandi dimensioni (dal 20 pollici in su) supera i pochi vantaggi presentati.

Riteniamo personalmente che uno schermo da 17 pollici possa oggi considerarsi una soluzione limite nella pratica dell'uso italiano.

●

Il mio televisore ha funzionato bene per quasi due anni. Ora mi accade che le immagini appaiono schiacciate nel senso che il quadro è divenuto basso e largo. Mi è stato consigliato di regolare una vite posteriore con l'indicazione « height control » ma non riesco a allungare sufficientemente il quadro. Che cosa posso fare? *A Boni - Torino*

Se Ella è già in « fondo corsa » del comando « height control » del suo televisore non vi è altro da pensare che (dato il tempo passato) la valvola amplificatrice della deflessione verticale, od anche l'oscillatrice verticale si siano esaurite. Se sostituendole il difetto permane si può allora pensare ad una alterazione del valore della resistenza anodica dell'oscillatrice o dell'amplificatrice verticale, ovvero a tensione anodica troppo bassa su dette valvole.

* * *

Mi potreste spiegare nella vostra interessante rubrica di assistenza TV cosa sono quelle strisce orizzontale nere o grigie che ogni tanto compaiono sullo schermo per poi scomparire da sole con un ritmo indeterminato?

A. Calza - Milano

Il suo inconveniente è dovuto al « suono » mescolato temporaneamente con la visione.

Ciò può verificarsi in trasmissione (microfonicità della camera da presa) od in ricezione (microfonicità degli stadi video o detector; ovvero imperfetta separazione della m.f. audio dalla m.f. video specie nel circuito « intercarrier »). Il difetto non è grave ma occolre l'intervento di un tecnico specializzato per eliminarlo se dipende dal suo televisore.

richiede poco commento. Il catodo è fortemente polarizzato così da consentire una forte polarizzazione tramite la resistenza R_{17}. La R_{18} polarizza in senso opposto la griglia. Il gruppo R_{16}-C_1 serve a « pulire » la c.c. che si misura da tracce di alternata. In tal modo se la costante di tempo meccanica dell'equipaggio dello strumento è sufficientemente alta questo voltmetro potrà misurare una tensione continua anche se ad essa è sovrapposta dell'alternata, anche in pari valore.

Per la precisione dello strumento è necessario che i valori delle resistenze dei partitori siano per quanto possibile rispettati. (*Sim*)

assistenza TV

Mi sono costruito un televisore utilizzando i materiali acquistati presso una nota Ditta milanese.

Funziona tutto regolarmente, ma la immagine ricevuta dall'emittente RAI di Milano, non è molto nitida, in quantochè nel monoscopio che mi appare sullo schermo riesco appena a distinguere le righe del settore verticale accanto alla cifra 2MHz.

Da cosa può dipendere?

A. Agrati - Pavia

Ella non è ben chiaro nella descrizione che ci fa dell'aspetto del « monoscopio » R.A.I.

Comunque ci sembra di capire, se tutto funziona regolarmente come lei dice, che si tratti di mancanza di definizione causata da imperfetto allineamento del canale video (media frequenza) come pure da cattivo responso del rivelatore e stadi amplificatori video successivi. Occorre procedere per ordine, con buoni strumenti di misura usati da persona capace.

●

Vi sarei grato se vorrete indicarmi come posso collegare il mio televisore americano con ingresso d'antenna a 300 ohm simmetrico ad un'antenna esterna con discesa in cavo coassiale 75 ohm.

G. Mentasti - Piacenza

All'estremità del cavo coassiale 75 ohm adatterà uno spezzone dello stesso cavo (ripiegato su se stesso e collegato come risulta dallo schizzo qui riportato) lungo 55 cm. per l'onda di Milano T.V.

L'uscita simmetrica avente un'impedenza di 2×75=150 ohm verrà chiusa su una resistenza di 300 ohm ai capi della quale collegherà l'entrata d'antenna 300 ohm del suo televisore.

●

Dopo alcuni minuti che funziona il mio televisore, un Admiral americano da 20 pollici, si sente uscire dall'apparecchio un caratteristico odore di ozono. E' dannoso ciò?

Da cosa dipende?

A. Bertani - Milano

La formazione di ozono è molto frequente nei televisori con tensioni anodiche del tubo catodico dell'ordine di 15 kilovolt ed anche meno e ciò non porta pregiudizio alcuno all'apparecchio stesso.

Tutto il circuito E.A.T. è suscettibile di emettere ozono, che è prodotto da scariche oscure continue nell'interno dell'apparecchio.

●

Il mio televisore di marca americana funziona bene in linea di massima. Noto solamente che a destra di zone nere dell'immagine ove queste passano bruscamente al bianco, vi sono delle strette righe verticali (3 o 4) bianche e nere d'intensità decrescente.

Da cosa può dipendere?

A Maglio - Novara

Il suo inconveniente potrebbe essere causato da cattivo raccordo fra l'antenna ed apparecchio. Però tali riflessioni (ed eventualmente altre captate dall'antenna) dovrebbero essere visibili su tutta l'immagine causandone un vero e proprio sdoppiamento.

Se il suo inconveniente è localizzato ai soli bruschi passaggi da nero a bianco o viceversa, è molto probabile sia dovuto ad « overshoots » causati da inadatto valore delle bobine di compensazione video o da imperfetto allineamento della m.f. (troppo sovraccopiate). Tali inconvenienti sono frequenti nei televisori americani trasformati per lo standard italiano a causa della maggior larghezza di banda video (5 MHz) presente, nei rispetti di quella originale americana (3÷4MHz).

●

Sarei grato se mi vorreste indicare il presumibile motivo pel quale saltuariamente, durante il funzionamento del mio televisore di marca americana, l'immagine diviene ad un tratto negativa, cioè i bianchi si invertono coi neri.

A. Rosa - Milano

Un inconveniente del genere può dipendere da svariate cause; prima fra tutte un forte sovraccarico del segnale, causato, ad es. da qualche contatto o collegamento incerto nel circuito del controllo automatico del guadagno (A.G.C.).

Inoltre una cattiva sintonia (anche essa variabile saltuariamente per qualche contatto accidentale), l'interruzione discontinua di una bobinetta di correzione (peaking coil), od un'anomalia saltuaria nel circuito dell'oscillatore locale possono essere la causa del difetto.

Anche tubi elettronici difettosi inseriti nei circuiti ora accennati potrebbero provocare l'inconveniente; come pure anche il tubo catodico difettoso potrebbe esserne la causa. La consigliamo di rivolgersi ad un buon tecnico provvisto di una adeguata scorta di valvole per le necessarie sostituzioni di prova.

●

Ho deciso di acquistare un televisore e vi chiedo un consiglio circa le dimensioni dello schermo di visione. Qualcuno mi ha detto che lo schermo da 14 pollici è troppo piccolo suggerendomi uno schermo da 20 pollici.

Cosa mi dite?

G. Bologna - Bergamo

Le dimensioni dello schermo sono in stretto rapporto con l'uso del televisore. Se esso deve essere installato in una camera d'appartamento di dimensioni normali (m. 4 × 5) uno schermo di 14 pollici è più che sufficiente: ne guadagnerà in defizione e vedrà meno la rigatura.

Uno schermo più grande deve essere osservato a maggiore distanza per non vedersi più le righe; naturalmente esso consentirà l'osservazione ad un maggior numero di persone riunite in un locale più grande.

Tenga comunque presente che agli effetti pratici, gli svantaggi di un tubo catodico di grandi dimensioni (dal 20 pollici in su) supera i pochi vantaggi presentati.

Riteniamo personalmente che uno schermo da 17 pollici possa oggi considerarsi una soluzione limite nella pratica dell'uso italiano.

●

Il mio televisore ha funzionato bene per quasi due anni. Ora mi accade che le immagini appaiono schiacciate nel senso che il quadro è divenuto basso e largo. Mi è stato consigliato di regolare una vite posteriore con l'indicazione « height control » ma non riesco a allungare sufficientemente il quadro. Che cosa posso fare? *A Boni - Torino*

Se Ella è già in « fondo corsa » del comando « height control » del suo televisore non vi è altro da pensare che (dato il tempo passato) la valvola amplificatrice della deflessione verticale, od anche l'oscillatrice verticale si siano esaurite. Se sostituendole il difetto permane si può allora pensare ad una alterazione del valore della resistenza anodica dell'oscillatrice o dell'amplificatrice verticale, ovvero a tensione anodica troppo bassa su dette valvole.

***

Mi potreste spiegare nella vostra interessante rubrica di assistenza TV cosa sono quelle strisce orizzontali nere o grigie che ogni tanto compaiono sullo schermo per poi scomparire da sole con un ritmo indeterminato?

A. Calza - Milano

Il suo inconveniente è dovuto al « suono » mescolato temporaneamente con la visione.

Ciò può verificarsi in trasmissione (microfonicità della camera da presa) od in ricezione (microfonicità degli stadi video o detector; ovvero imperfetta separazione della m.f. audio dalla m.f. video specie nel circuito « intercarrier »). Il difetto non è grave ma occolre l'intervento di un tecnico specializzato per eliminarlo se dipende dal suo televisore.

ORGAL RADIO

di ORIOLI & GALLO

MILANO - VIALE MONTENERO, 62 - TEL. 585.494

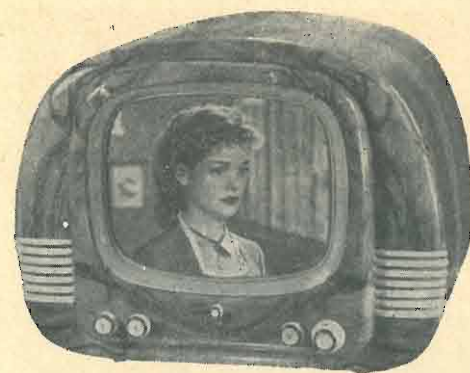
COSTRUZIONE APPARECCHI RADIO ● PARTI STACCATE

Radiomontatori!

Presso la

ORGAL RADIO

troverete tutto quanto Vi occorre per i Vostri montaggi e riparazioni ai prezzi migliori.

RICHIEDETE IL CATALOGO DEI MOBILI E DEI RICEVITORI

Simplex

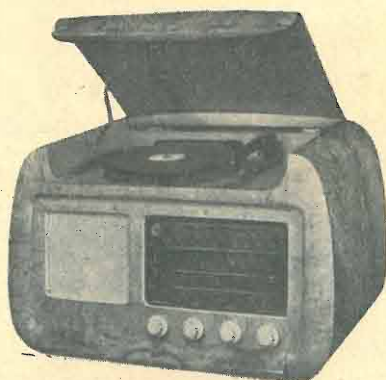
Radio

TORINO - Via Carena 6

2 successi 1953

FONETTO 645 R.F.

TELEVISORE 17"

CHIEDETE LISTINI

RADIO

F.lli D'ANDREA

COSTRUZIONE MATERIALE RADIO

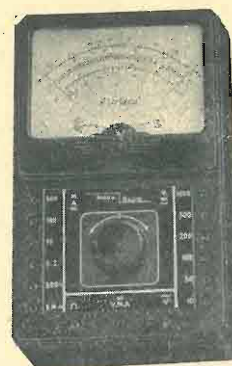
MILANO - Via Vanvitelli, 44 - Tel. 270816

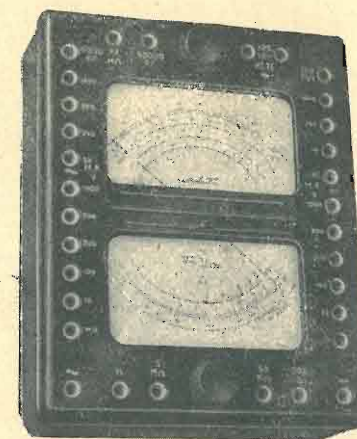
Presentiamo alla nostra Spett/ Clientela, una scatola di montaggio mod. 521 cinque valvole sarie E. Rimlock (CEH 42 - EF 41 - EBC 41 - EL 41 - AZ 41) trasformatore d'alimentazione, altoparlante IREL. Dimens.: cm. 30x17x12

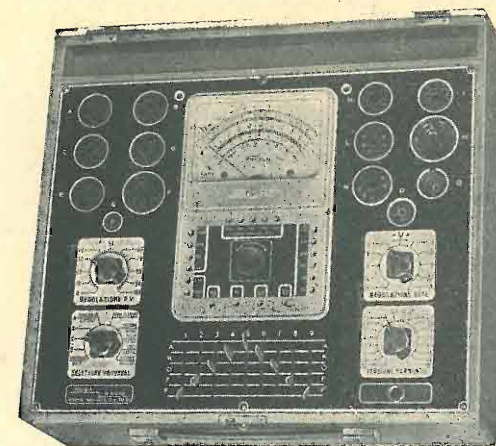
●

Oltre alla produzione dei soliti tipi di scale, fabbrichiamo anche i telai standardizzati e tipi speciali dietro ordinazione

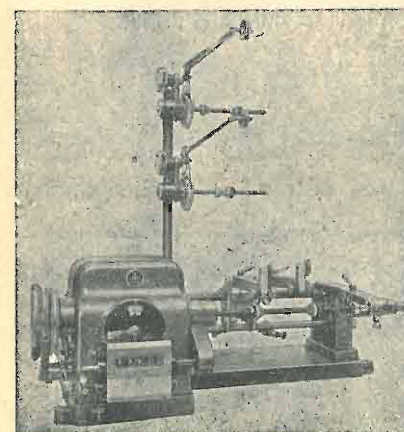
TORINO
Via G. Collegno, 22
Telefono 77.33.46

MEGA RADIO

Analizzatore "Pratical"

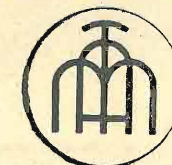
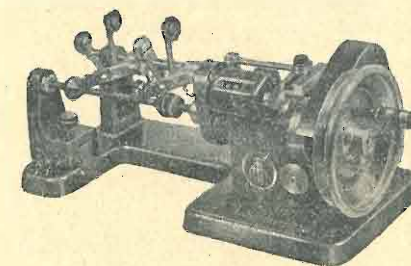
Analizzatore portatile 5000 ohm x V cc.; 1000 ohm x V c.a. - 2 scale ohmetriche indipendenti 500 ohm e 3 Megaohm inizio scala - 10 portate in c.c. e 6 in c.a. - ampio quadrante, robusto, preciso.
Dimensioni: mm. 160 x 100 x 65 - Peso: Kg. 0,700.

Super analizzatore "Costant"

Doppio indice, doppio quadrante - 20 mila ohm x V in c.c. - 5.000 ohm x V. in c.a. - Raddrizzatore al germanio - 3 scale ohmetriche indipendenti - Megaohmetro - Capacimetro - Rivelatore di R.F. - 38 portate complessive in c.c. e c.a.
Dimensioni: mm. 250 x 160 x 60 - Peso: Kg. 2,300.

Provavalvole "P.V. 20 D"

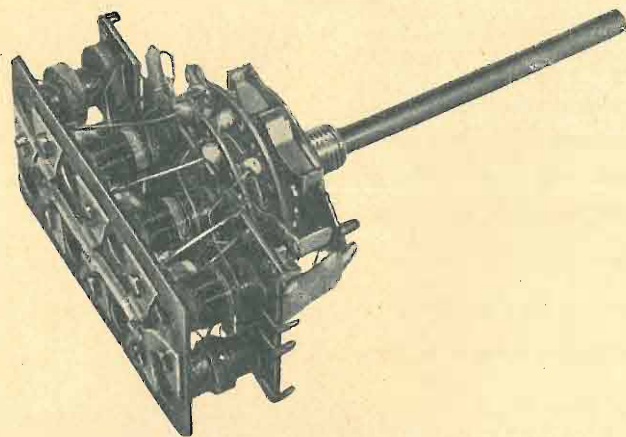
Possibilità di esame di tutte le valvole europee e americane correnti, regolazione di rete, selettori a leva, prova c.c. - Analizzatore incorporato ad ampio quadrante 5.000 ohm x V. in c.c., 1000 ohm x V. in c.a. - 2 scale ohmetriche indipendenti 1000 ohm e 3 megaohm inizio scala.
Dimensioni: mm. 390x330x130 - Peso: Kg. 5,500.

BOBINATRICI MARSILLI

Produzione avvolgitrici:

- 1) LINEARI DI VARI TIPI.
- 2) A SPIRE INCROCIATE (NIDO D'APE).
- 3) A SPIRE INCROCIATE PROGRESSIVE.
- 4) UNIVERSALI (LINEARI ED A SPIRE INCROCIATE).
- 5) LINEARI MULTIPLE.
- 6) LINEARI SESTUPLE PER TRAVASO.
- 7) BANCHI MONTATI PER LAVORAZIONI IN SERIE.
- 8) PER CONDENSATORI.
- 9) PER INDOTTI.
- 10) PER NASTRATURE MATASSINE DI ECCITAZIONE (MOTORI, DINAMO)

BREVETTI

Marchio depositato

PRIMARIA FABBRICA MACCHINE DI PRECISIONE PER AVVOLGIMENTI ELETTRICI

TORINO **VIA RUBIANA 11** *telefono* **73·827**

Il mercato radio odierno richiede buoni apparecchi a prezzi convenienti, per contribuire a tale risultato

la VAR

Gruppo 2 gamme A 622
Gruppo 4 gamme spaziate A 642

offre ai costruttori la sua produzione di componenti A.F. e M.F. serie 600 progettati espressamente per riunire una buona qualità, un piccolo ingombro e un basso costo.

La serie 600 comprende gruppi di Alta Frequenza da 2 a 7 gamme per qualsiasi tipo di valvola convertitrice e relativi trasformatori di Media Frequenza.

RADIOPRODOTTI **MILANO** Via Solari, 2
Tel. 48.39.35

Lavabiancheria Lavastoviglie

nuovi modelli 1952

RIVENDITORI RADIO ED ELETTRODOMESTICI

Chiedete cataloghi e prezzi alle

Officine Meccaniche EDEN FUMAGALLI

MONZA - VIA CAMPANELLA, 12

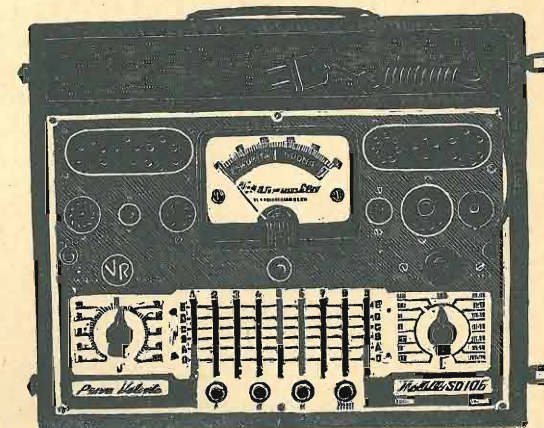
Voltmetro a valvola

AESSE

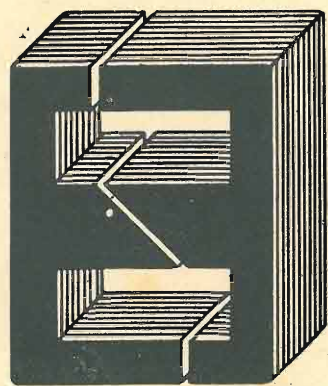
Via RUGABELLA, 9
Telefoni 89.18.96 - 89.63.34

MILANO

Apparecchi e Strumenti Scientifici ed Elettrici

- *Ponti per misure RCL*
  Ponti per elettrolitici
  Ponti per capacità interelettrodiche
  Oscillatori RC speciali
  Campioni secondari di frequenza
  Voltmetri a valvola
  Teraohmmetri
  Condensatori a decadi
  Potenziometri di precisione
  Wattmetri per misure d'uscita, ecc.
  — **METROHM A.G. Herisau (Svizzera)** —
- *Q - metri*
  Ondametri
  — **FERISOL Parigi (Francia)** —
- *Oscillografi a raggi catodici*
  Commutatori elettronici, ecc.
  — **RIBET & DESJARDINS Montrouge (Francia)** —
- *Induttanze a decadi*
  Ponti Universali
  Comparatori di impedenza
  — **DANBRIDGE - Copenaghen** —

TASSINARI UGO

VIA PRIVATA ORISTANO 14 - TEL. 280647

MILANO (Gorla)

LAMELLE PER TRASFORMATORI RADIO E INDUSTRIALI - FASCE CALOTTE - TUTTI I LAVORI DI TRANCIATURA IN GENERE

Via Palestrina, 40 - MILANO - Tel. 270.888 - 23.449

Bobinatrici per avvolgimenti lineari e a nido d'ape

ENERGO ITALIANA

SOCIETÀ RESPONS. LIMITATA CAPITALE L. 500.000

PRODOTTI PER SALDATURA

MILANO (539) VIA G. B. MARTINI, 8-10 - TEL. 28.71.66

MARCA DEPOS.

Filo autosaldante a flusso rapido in lega di Stagno "ENERGO SUPER"
Con anima resinosa per Radiotelefonia.
Con anima evaporabile per Lampadine.
Deossidante pastoso neutro per saldature delicate a stagno "DIXOSAL"
Prodotti vari per saldature in genere.

C. E. S. A.

s. r. l.

MILANO

Conduttori Elettrici Speciali Affini

STABILIMENTO E UFFICIO VENDITE:

VIA CONTE VERDE 5 - TEL. 60.63.80

CORDINE in rame smaltato per A. F.

FILI rame smaltato ricoperti 1 e 2 seta

FILI e **CORDINE** in rame rosso isolate in seta

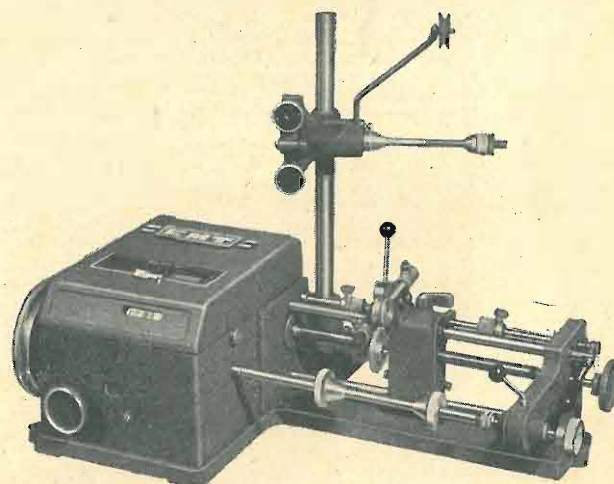
CORDINE in rayon per discese d'aereo

CORDINE per elettroauto

CORDINE flessibilissime per equipaggi mobili per altoparlanti

CORDINE litz per telefonia

RMT

RADIO MECCANICA - TORINO
Via Plana 5 - Te.. 8.53.63

BOBINATRICE LINEARE Tipo UVV/N per fili de 0,05 a mm, 1,2.

ALTRI TIPI DI BOBINATRICI.

Tipo UVV/AV per fili da 00,3 a mm. 0,5 (oltre al tendifili normale questa macchina viene fornita con uno speciale tendifili per fili capillari montato sullo stesso carrello guidafili.

Tipo UV SL per larghezza di avvolgimento fino e mm, 300.

A richiesta possiamo fornire le macchine motorizzate; bracci tendifili supplementari e relativi guidafili per l'avvolgimento simultaneo di più bobine.

CHIEDETECI LISTINI E ILLUSTRAZIONI

Concessionaria: **RAPPRESENTANZE INDUSTRIALI**
Via Privata Mocenigo 9 - MILANO - Tel. 57.37.03

FABBRICA RESISTENZE CHIMICHE

VIA ARCHIMEDE, 16 - MILANO - TEL. 58.08.36

Il valore dei resistori chimici la qualità e la loro perfezione è legata alla scelta delle materie prime e alla precisione tecnica della fabbricazione.

La **Tenax** *Vi garantisce che questi due presupposti sono alla base della propria produzione.*

Il « BOLLETTINO TECNICO GELOSO » viene inviato gratuitamente e direttamente a chiunque provveda ad iscrivere il proprio nome-cognome ed indirizzo nell'apposito schedario di spedizione della società « Geloso ».
Chi non è ancora iscritto è pregato di comunicare quanto sopra indicando anche se è interessato quale « amatore » o quale « rivenditore ».
L'iscrizione deve essere accompagnata dal versamento sul conto corrente postale N. 3-18401 intestato alla Soc. « Geloso » - Viale Brenta 29, Milano, della somma di lire 150 a titolo di rimborso spese. Anche per i cambiamenti di indirizzo è necessario l'invio della stessa quota. Si prega voler redigere in modo ben leggibile l'indirizzo completo.
L'iscrizione è consigliabile in quanto sulla scorta dello schedario la Geloso provvede all'invio anche di altre pubblicazioni tra le quali l'annuale edizione del Catalogo Generale delle parti staccate, del Listino prezzi, del Catalogo Generale delle apparecchiature ecc.
E' uscito il N. 51 con la completa descrizione di tutte le parti per televisione e la nuova serie di parti radio « miniatura ».

Condensatori ceramici per TV
Condensatori in olio per filtri
Condensatori elettrolitici
Condensatori a carta
Condensatori per tutte le applicazioni elettroniche ed elettrotecniche

R. GALLETTI

CORSO ITALIA, 35
TELEFONO 30.580
MILANO

MILANO
VIA TEBAZIO, 9
TELEFONO 90.130

APPLICAZIONI PIEZOELETTRICHE ITALIANE

Costruzione Cristalli Piezoelettrici per qualsiasi applicazione - Cristalli per filtri - Cristalli per ultrasuoni, per elettromedicali - Cristalli per basse frequenze a partire da 1000 Hz - Cristalli stabilizzatori di frequenza, a basso coefficiente di temperatura con tagli AT, BT, GT, N, MT.

PREVENTIVI E CAMPIONATURA SU RICHIESTA

FABBRICA AVVOLGIMENTI ELETTRICI

NUOVO INDIRIZZO

La FAE avverte la sua spett. Clientela che ha trasferito i propri Laboratori e Uffici in

V.LE LOMBARDIA 76 - MILANO - TEL. 283068

Trasformatori d'Alimentaz. (Brevet.)
Trasformatori d'Uscita
Autotrasformatori
Avvolg. per telefonia e motoscooter
Avvolgimenti speciali
Ufficio tecnico per lo studio e progettazione di avvolgimenti special

Macchine bobinatrici per industria elettrica

Semplici: per medi e grossi avvolgimenti.

Automatiche: per bobine a spire parallele o a nido d'ape.

Dispositivi automatici: di metti carta di metti cotone a spire incrociate.

VENDITE RATEALI

Via Nerino 8
MILANO

NUOVO TIPO AP9 p.
per avvolgimenti a spire incrociate e progressive

ING. R. PARAVICINI - MILANO - Via Nerino 8 (Via Torino) - Telefono 803-426

NAPOLI
Vis Radio - Corso Umberto, 132

MILANO
Vis Radio - Via Stoppani 8

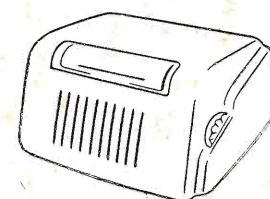
Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO - Tip. TIPEZ V.le Cermenate 56
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

DUCATI

RR 2352
SERIE ANIE

Supereterodina 5 valvole
Rimlock - 2 gamme d'onda

L. 29.000

due modelli della nuova produzione radio DUCATI 1952-53

RR 2251

Supereterodina 5 valvole
miniat. - 2 gamme d'onda
Alim. su reti a c.c. o c.a.

L. 27.700

Olympic
America's Favorite
TELEVISION